SELEZIONE DI TECNICA 4

RADIO TV HIFI ELETTRONICA

APRILE 1979
L. 1.500

Pianoforte elettronico ● TV Games ● Shift key per frequenze audio ● Multivibratore con l'unità CMOS 4047 ● Corso sui microprocessori ● Amplificatore audio di potenza VMOS ● Schede riparazione TV ● 3° inserto per tecnici elettronici ● "SAJ 300 R" integrato CMOS per orologi controllati al quarzo ●

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

Registratori Philips serie X-Y

Alcune caratteristiche tecniche

	PM 8041 Standard A4	PM 8141 Multiusi A4	PM 8131 una penna A3	PM 8132 due penne A3
Ingressi	da 2mV a 1V/cm	da 50 μV a 1V/cm	da 50 μV a 1V/cm	da 200 μV a 10 V/cm
Precisione	± 0,25%	± 0,25%	± 0,25%	± 0,25%
Linearità	± 0,1%	± 0,1%	± 0,1%	± 0,1%
Velocità vettoriale	95 cm/sec	95 cm/sec	95 cm/sec	85 cm/sec
Aggiustaggio di zero	0...100%	0...100%	0...100%	-100% ÷ + 100%

e inoltre: fissaggio elettrostatico della carta; possibilità di inserire l'avvolgitore automatico della carta in rotoli; di aggiungere la base dei tempi; di avere la soppressione di zero; ed infine di avere gli strumenti a prezzi decisamente concorrenziali.

Interpellateci, Vi forniremo ogni ragguaglio in merito.

Sede: Philips S.p.A. - Reparto T&M - V.le Elvezia, 2 - 20052 MONZA - Tel. (039) 3635249

Filiali: Torino tel. (011) 210404 - Padova (049) 657700 - Bologna (051) 712054 - Roma (06) 382041 Palermo (091) 400066 - Cagliari (070) 560761

Strumenti Elettronici di Misura

PHILIPS

FM: le tue idee...... la tua voce

LINEA FM C.T.E. INTERNATIONAL

KT 1010 - Trasmettitore mono da 20 Watt - Ideale per piccole stazioni radio e piccoli ponti ripetitori in VHF. Completo di wattmetro per la misurazione della potenza d'uscita.

KT 2200 - Trasmettitore sintetizzato stereofonico da 20 Watt - Trasmettitore da stazione dalle eccezionali caratteristiche, grazie al suo circuito a PLL, permette spostamenti di frequenza immediati e senza l'ausilio di personale tecnico. - **Versione monofonica KT 2000.**

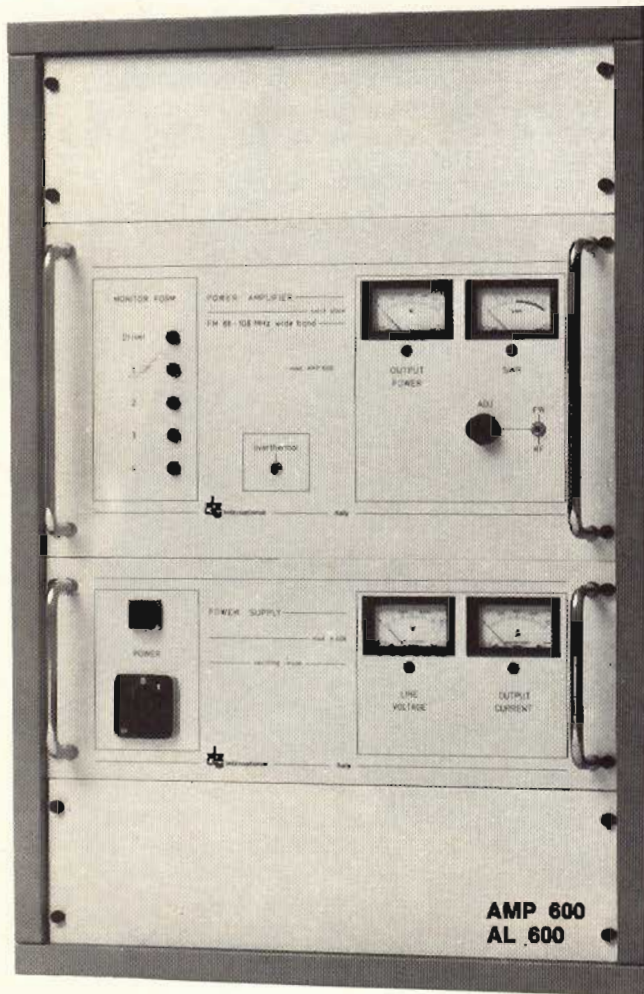
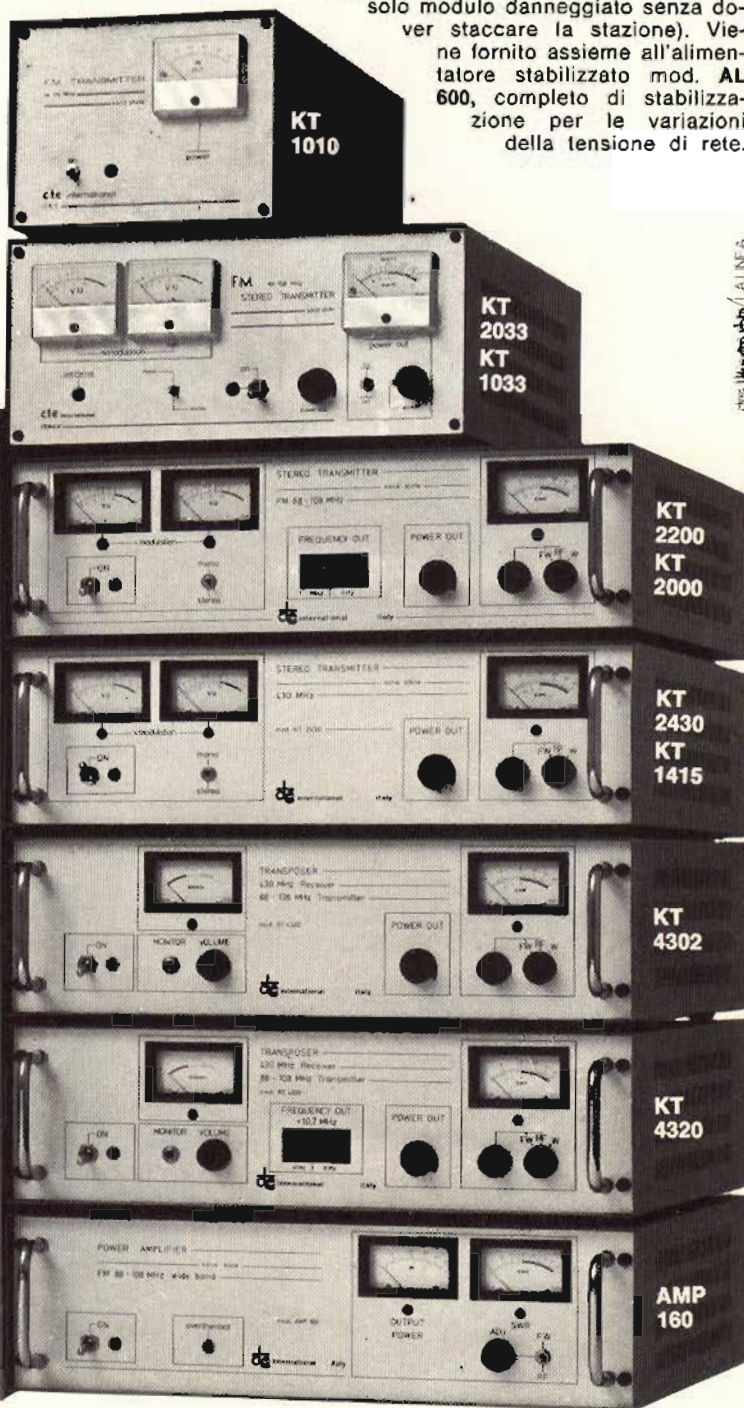
KT 2033 - Trasmettitore stereo da 100 Watt - Trasmettitore dalla potenza e modulazione eccellenti, costruito completamente allo stato solido. - **Versione monofonica KT 1033.**

KT 2430 - Trasmettitore in UHF da studio - Trasmettitore stereofonico in UHF, ideale per la costruzione di ponti radio, grazie alla sua elevata potenza si possono impiantare ripetitori anche a notevole distanza. - **Versione monofonica KT 1415.**

KT 4320 - Transposer - Questo apparato è la combinazione di tre differenti apparecchiature: un ricevitore professionale in UHF, un convertitore UHF/VHF ed un trasmettitore da 20 Watt. Grazie al suo circuito a PLL si potrà effettuare spostamenti di frequenza immediati e senza l'ausilio di personale tecnico.

KT 4302 - Transposer - Caratteristiche uguali al modello KT 4320, uniche differenze stanno: nella potenza = 2 Watt e nel fatto che non ha la predisposizione per il cambio di frequenza immediato. Studiato particolarmente per l'abbinamento con i trasmettitori modello KT 1033 e KT 2033.

AMP 160 - Amplificatore di potenza 160 Watt a larga banda - Amplificatore di potenza completamente allo stato solido. Richiede una potenza di pilotaggio di soli 20 Watt, quindi potrà essere abbinato ai trasmettitori mod. **KT 1010/2000/2200.**

AMP 600 - Amplificatore di potenza 600 Watt a larga banda - Questo amplificatore è quanto di più progredito si possa trovare in questo settore; completamente allo stato solido, protetto per la sovvratemperatura, protetto contro l'elevato ROS d'antenna, protetto contro potenze d'ingresso elevate, costruzione completamente modulare (è sufficiente mandare in riparazione il solo modulo danneggiato senza dover staccare la stazione). Viene fornito assieme all'alimentatore stabilizzato mod. **AL 600,** completo di stabilizzazione per le variazioni della tensione di rete.

C.T.E. INTERNATIONAL s.n.c.

42011 BAGNOLO IN PIANO (R.E.) - ITALY - Via Valli, 16 - Tel. (0522) 61623/24/25/26 (ric. aut.) TELEX 530156 CTE I

SELEZIONE DI TECNICA RADIO TV HIFI ELETTRONICA

Editore J.C.E.

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redazione
GIANNI DE TOMASI - SERGIO CIRIMBELLI
FRANCESCA DI FIORE - DANIELE FUMAGALLI

Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI

Laboratorio
ANGELO CATTANEO

Contabilità
FRANCO MANCINI - M. GRAZIA SEBASTIANI

Diffusione e abbonamenti
PATRIZIA GHIONI

Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI

Collaboratori: Lucio Biancoli - Federico Cancarini - Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini Adriano Ortile - Aldo Prizzi - Gloriano Rossi - Domenico Serafini - Franco Simonini - Lucio Visintini - Giuseppe Contardi

Pubblicità
Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.n.c - Via Ricasoli, 2
20124 MILANO - Tel. (02) 803.101 - 866.192

Direzione, Redazione
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 61.72.671 - 61.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

Stampa:
ELCOGRAF - Beverate (CO)

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della rivista L. 1.500
Numero arretrato L. 2.500
Abbonamento annuo L. 15.000
Per l'Estero L. 23.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

L'orologio svizzero al quarzo cerca promozione

Sacrificando più di un terzo della forza lavoro (da 80 mila gli addetti sono scesi a 50 mila) l'industria svizzera dell'orologio in questi anni è riuscita a ridurre il gap tecnologico e di prezzo con l'industria giapponese ed americana dimostrando che non bisogna mai dormire sugli allori. Ma per risalire la china ha ancora parecchio lavoro da fare ed ha una grande necessità di sostegni promozionali. Ancora l'immagine tipica dell'orologio elettronico viene da lontano.

Cosa aspetta la Bulova

La Bulova è fra i più grossi produttori mondiali di orologi. Produce una ampia gamma di orologi ma il meglio del suo catalogo riguarda apparecchi con un range di costo variante dalle 40 alle 160 mila lire circa. Nei prodotti a basso prezzo compete principalmente con Timex e Texas Instruments, a livello maggiore con Seiko, il leader per gli orologi analogici al quarzo. Con USA e Canada, l'Italia è il Paese che ha dato alla Bulova le maggiori soddisfazioni e fra i tre nei quali la società ha concentrato i suoi sforzi di marketing. Fra il pubblico il marchio Bulova continua a far presa. Di negativo c'è che da alcuni anni la società naviga in acque finanziarie torbide. Proprio per questo a suo tempo la Gulf & Western Industries Inc. si era disfatta di un pacchetto azionario pari al 26,8% del capitale cedendolo alla Stelux Mfg. Co., una società di Hong Kong. Nelle scorse settimane anche la Stelux, pur perdendo alcuni milioni di dollari in conto capitale, ha preferito uscire dalla Bulova cedendo le partecipazioni alla Loews Corp., una holding con un giro di affari di quasi 180 milioni di $. L'interrogativo è questo: cosa ha spinto questa finanziaria ad investire 38 milioni di $ (fra il rilevamento della quota Stelux e acquisti sul mercato) in una azienda (la Bulova appunto) che negli ultimi tre anni ha perso circa 48 milioni di $? C'è chi pensa che con una forte infusione di liquidi, una ristrutturazione e qualche mutamento nel management la Loews possa mutare rotta alla azienda di orologi riportandola economicamente in attivo.

Richiesta di sistemi di allarme antincendio

Secondo uno studio della Frost & Sullivan intitolato «Il mercato dei prodotti antincendio in Europa», le vendite di tali prodotti in sei paesi dell'Europa Occidentale (Germania occidentale, Francia, Regno Unito, Belgio, Olanda e Svezia) tra gli anni 1976 e 1986 raggiungeranno i 660 milioni di dollari. Il tasso di espansione previsto è del 5,4% all'anno. Essendo basato su dati storici, tale sviluppo potrebbe risultare in pratica di due volte superiore se i principali fabbricanti del settore lanciassero una campagna promozionale rivolta al mercato delle abitazioni private che, in questo ramo, non è molto sviluppato. Altri fattori che potrebbero contribuire a elevare l'espansione delle vendite sono: a) una regolamentazione più rigorosa per la prevenzione degli incendi, e b) una copertura assicurativa per gli edifici residenziali più favorevole di quella concessa alle aziende nel commercio e nell'industria. In ogni caso il cambiamento di attitudini da parte di governi e compagnie di assicurazione dovrebbe influire sui tassi di espansione ben prima del 1986.

Il mercato con il più elevato tasso di espansione sarà quello dei sistemi d'allarme antincendio che farà registrare un aumento del 400% passando da $ 6,0 milioni nel 1976 a $ 30,2 milioni nel 1968 e con vendite complessive, nel corso degli undici anni, di circa $ 200 milioni. I paesi dove si verificheranno le maggiori vendite saranno Svezia e Regno Unito.

Se si esclude la Svezia, dove i sistemi di allarme antincendio costituiscono il 40,5% delle spese totali per la protezione degli incendi, i sistemi di allarme non hanno raggiunto un livello di penetrazione quale quello di cui godono negli USA dove si stima che le vendite si aggirino attorno ai $ 350 milioni.

La NS azzera le perdite nel consumer

La National Semiconductor, una azienda di semiconduttori entrata con baldanza nel mercato consumer per poi bruciacchiarsi le mani, sarebbe riuscita nell'esercizio al 31 maggio 1979 a riportare in pareggio le proprie attività consumer, limitate alle calcolatrici elettroniche e agli orologi digitali. Insieme queste linee di prodotti avrebbero generato introiti per 65 milioni di $ rispetto ai 45 milioni di $ del precedente esercizio. Più nessun rilievo ha la produzione di videogames, valutata in circa 6 milioni di $ nell'esercizio al 31 maggio 1978.

L'autoradio del futuro

Rispetto all'apparecchio di vent'anni fa ad onde medie, l'autoradio del futuro avrà più funzioni ed una maggiore intelligenza oltre naturalmente ad una gamma ricettiva notevolmente ampliata. L'uso del microcomputers poi, determinerà un mutamento generazionale. La rivista tedesca Funkschau, in proiezione a dieci anni, afferma che saranno probabilmente due i concetti ispiratori delle autoradio:

a) semplici unità con sintonizzazione elettronica, adibite principalmente alla ricezione radiofonica.
b) ricevitori di alta fedeltà con preselezione del trasmettitore mediante tastiera; in questo caso la funzione di ricerca del trasmettitore verrebbe svolta da un microcalcolatore.

La progettazione delle autoradio, sempre in una proiezione decennale, subirà significativi cambiamenti.

Lo scopo degli sviluppi futuri sarà di trovare per ogni modulo componente il car-radio system (CB, ricevitore, HI-FI, indicatore di guida etc.) la collocazione tecnica più adatta ed economicamente compatibile.

Radiopaging nazionale

Il Post Office, l'ente britannico delle telecomunicazioni e delle Poste, avrebbe deciso di estendere il Radiopaging Service dell'area londinese, dove attualmente funziona, all'intero Paese. L'estensione verrà fatta a tappe. Beneficiari di questa quasi certa decisione saranno Motorola, Multitone e Redifon, le società fornitrici. Tutti e tre questi fornitori hanno già ricevuto dal Post Office delle ordinazioni, la Motorola per unità radiotrasmittenti del tipo Metrix e per terminali Metro 100 (un milione di sterline il valore della commessa). Di pari valore l'ordine passato alla Multitone per circa 10.000 ricevitori tascabili del tipo RB MC. La Redifon è stata invece incaricata di fornire trasmettitori VHF (del tipo PT 2100 a 100 W) da usare nella realizzazione della rete nazionale di radiopaging.

Trasmettitori della Pye TUT per la RAI

In base ad un contratto di un valore superiore a 1,6 milioni di sterline, la società inglese Pye TUT fornirà alla RAI 21 trasmettitori tra cui tre trasmettitori da 25 kW UHF e tre trasmettitori da 10 kW UHF. I lavori di installazione inizieranno nel prossimo giugno e verranno completati entro i primi mesi del 1980. I sei trasmettitori serviranno ad espandere il terzo canale televisivo della RAI. Gli altri 15 trasmettitori, completi di amplificatori allo stato solido, sono fra i prodotti della Pye più venduti. 36 unità sono state recentemente acquistati dalla BBC ed anche emittenti statunitensi sono ricorsi a loro. La compattezza, la modularità e la alta affidabilità come pure i notevoli vantaggi economici sono i motivi che hanno stimolato l'interesse della RAI nei confronti di questi apparecchi «made in England».

Motore a trifase a regolazione di frequenza

I motori trifase vengono volentieri usati nelle industrie per la loro economicità, robustezza, semplicità, resistenza all'usura e per l'assenza di radiodisturbi. Essi hanno lunga durata e un basso livello di rumore. Le regolazioni oggigiorno offerte per questi motori sono però complesse e quindi costose. Nel centro di ricerche ITT è stato sviluppato in collaborazione con gli ingegneri delle fabbriche Dunkermotoren e Heynau un tipo di motore a regolazione di giri completamente nuovo. Questo azionamento è composto da un motore trifase regolato secondo il principio dell'addizione e sottrazione di frequenza.

Al pari di un motore a cc regolabile esso è adatto al funzionamento a 4 quadranti. La soluzione qui sviluppata è notevolmente più economica delle regolazioni per motori trifase fino„ad oggi utilizzate.

Il volume di prestazioni offerto dalla ITT-Dunkermotoren copre un regime fino a 100 W con un campo di velocità da 200 a 20.000 1/min.

Telecamere a colori polacche

Una telecamera a colori di dimensioni minuscole è stata progettata da una equipe di costruttori delle officine polacche «Unitra-Polkolor». Le piccole dimensioni della telecamera offrono la possibilità di molteplici impieghi nelle fabbriche, negli ospedali, nelle scuole e nei laboratori di ricerca, è di facile funzionamento e di elevata affidabilità, viene prodotta dalla «Unitra-Polkolor», specializzata nella produzione di apparecchiature da studio per la televisione a colori e in bianco e nero.

newsletter

Il progetto Vanguard della Mullard

La Mullard, società inglese del Gruppo Philips, ha reso noto i particolari del programma di investimento di 24 milioni di sterline (circa 36 miliardi di lire). Lo stanziamento verrà utilizzato in parte per migliorare ulteriormente gli impianti della fabbrica di Durham per il montaggio dei cinescopi TV a colori e in parte per creare una linea di produzione di cinescopi da 20 pollici (90°) nell'impianto di Simonstone. Appoggiato da un finanziamento di 4 milioni e mezzo di sterline concesso dal governo nel quadro del piano di aiuti all'industria, il programma richiederà un periodo di tre anni. Gli investimenti in Simonstone raggiungeranno un totale di 13,1 milioni di sterline contro i 7,8 milioni di sterline di Durham. Ulteriori investimenti per 2,4 milioni di sterline saranno effettuati a Washington, dove si producono i componenti del collo del cinescopio e per 0,9 milioni di sterline a Crossens, dove vengono fabbricati i relativi componenti magnetici. Nel complesso queste fabbriche danno lavoro a circa 4.000 persone, impegnate direttamente o indirettamente nella produzione di cinescopi TV. A seguito della chiusura della fabbrica di Thorn avvenuta nel 1977 la Mullard è ora la sola azienda del Regno Unito che produce cinescopi. Noto come progetto Vanguard, l'investimento si propone di migliorare ed allargare la gamma dei cinescopi e dei componenti ausiliari che risulteranno completamente competitivi sia tecnicamente che economicamente nel mercato dei prossimi anni. Contemporaneamente, contribuirà a garantire i posti di lavoro per le 4 fabbriche interessate. Il progetto Vanguard punta principalmente a creare impianti di produzione più flessibili che consentiranno alla società di offrire varie gamme di cinescopi destinati a soddisfare le esigenze delle fabbriche di televisioni nazionali ed estere per molti anni. Grazie all'uso di nuove tecniche, alla ulteriore meccanizzazione ed ampliamento degli impianti chiave, sarà possibile ottenere un incremento di produzione che eleverà la produttività per uomo occupato. In un mercato internazionale particolarmente competitivo, tali miglioramenti sono vitali se si vogliono offrire ai fabbricanti di televisori cinescopi migliori a prezzi concorrenziali su base mondiale. Il progetto Vanguard punta anche ad accrescere la quota Mullard nel mercato di cinescopi del Regno Unito dall'attuale 50% al 65% entro il 1981 (il mercato totale è di 1,8 milioni di apparecchi).

Il progetto rafforzerà infine le esportazioni — già notevoli — di cinescopi dell'azienda sia verso i Paesi del Mercato Comune che in tutto il mondo (l'anno scorso il 40% dei cinescopi è stato esportato).

Evoluzione/involuzione dei CB Giapponesi

Attraverso i dati racchiusi nell'allegata tabella, tratta da una pubblicazione specializzata giapponese, si documenta una situazione nota a grandi linee. Dopo il fantastico boom nelle vendite all'estero di CB, iniziato nel 1975 e culminato in quasi cinque milioni di pezzi esportati nel trimestre luglio/settembre 1977, il mercato ha smesso di tirare determinando una catena di strozzature e di cali produttivi e commerciali dai quali il giappone mostra solo ora di poter uscire.

LA ESPORTAZIONE GIAPPONESE
DI RICETRASMETTITORI CB PER TRIMESTRI

Anno	Trimestre	Numero Unità
1975	I	583.758
	II	726.805
	III	1.117.200
	IV	1.940.848
1976	I	2.797.360
	II	4.450.948
	III	4.990.314
	IV	3.251.400
1977	I	2.583.799
	II	2.323.083
	III	1.854.762
	IV	1.377.965
1978	I	1.016.616
	II	732.276

newsletter

Occhiali ITT per la visione notturna

Il Servizio Elicotteri del Soccorso Alpino Svizzero ha appena completato due anni di prove su una versione modificata degli occhiali ITT per visione notturna, originariamente sviluppati per uso militare.
Le apparecchiature per la visione notturna utilizzano gli intensificatori elettronici di immagine ITT, che sono sensibili alla luce che l'occhio umano non è in grado di captare. Ciò che vede la persona che indossa gli occhiali non è una rappresentazione ottica, ma un'immagine elettronica come quella dello schermo televisivo.
Sfortunatamente, la maggior parte delle chiamate per il soccorso alpino di persone ferite o esauste avviene in condizioni di tempo proibitive. «Con l'apparecchiatura della ITT» di Chris Bühler, capo pilota «possiamo distinguere campi, boschi e colline che sembrerebbero completamente neri all'occhio nudo».
Gli elicotteri del soccorso alpino hanno normalmente due piloti. Per i voli durante i quali vengono utilizzati gli occhiali speciali, ne sono indispensabili due perché gli occhiali per la visione notturno si mettono a fuoco fuori dal veicolo rendendo difficile la lettura degli strumenti di volo che sono vicini. Grazie a questo lavoro di team, è stato possibile atterrare su ghiacciai anche con un tempo molto avverso.

Un minialtoparlante di maxipotenza

La Pioneer ha recentemente introdotto un nuovo altoparlante compatto con prestazioni pari ad unità convenzionali di dimensioni di gran lunga superiori. L'unità, disegnata particolarmente per uso personale o come unità ausiliare, ha lo stesso profilo di un libro tascabile, (118x188x119 mm). Pesa 3,6 kg. Nonostante questo, l'altoparlante ha una entrata massima di 50 watt e una qualità sonora superiore del raggio di 50-20.000 Hz.
Le prestazioni eccezionali del CS-X3, così si chiama, sono il risultato di un approccio tecnico altamente innovatore. Un piccolo altoparlante per alte frequenze a cupola soffice di 2,5 cm. di nuova produzione mantiene una fedeltà eccellente nelle frequenze più alte, mentre l'altoparlante per suoni bassi di 10 cm. ha adottato la forma conica diritta, acusticamente superiore, e un potente magnete pesante di ferrite per assicurare una superba qualità nel raggio dei suoni bassi. Entrambi gli altoparlanti usano nuovi materiali e trattamenti sofisticati per minimizzare le distorsioni e le risonanze. Per la voce una bobina a spirale in alluminio termoresistente ingrandisce la capacità di regolazione della potenza.
La vibrazione, spesso il maggiore difetto dei sistemi degli altoparlanti compatti, viene effettivamente soppressa con l'uso di materiali ad alta densità solidamente racchiusi in materiali di nailon assorbenti il suono, in un armadio integrale di un solo pezzo.
La distribuzione in Italia viene curata dalla Andel S.A.S. di Milano.

Giappone: verso il televisore multiplexed

Anche Electronics, nella survey che stila all'inizio di ogni anno solare, conferma per il Giappone la tendenza per i costruttori di TVC ad orientarsi verso il televisore multiplexed. Tale è l'apparecchio in grado di trattare suoni sia stereo che bilingui (un linguaggio su ognuno dei due canali audio opportunamente equipaggiati con adattatori, sintonizzatori e speciali altoparlanti). Ovvio che questi apparecchi vengono a costare più di quelli normali: mediamente attorno ai 1.200 dollari per un 18-20 pollici. Ma anche di più visto e considerato che il prezzo di alcuni adattatori sfiora i 500 dollari. Già quest'anno l'Associazione nipponica di costruttori ritiene che circa 1,2 milioni su 5,5-5,8 milioni di apparecchi che verranno installati saranno di tipo multiplexed. Nel 1981 circa la metà dei TVC sarà equipaggiata per l'alta fedeltà.
L'industria spera con questi accorgimenti di risvegliare l'interesse degli utenti verso un prodotto, il TVC appunto, che in Giappone ha ormai raggiunto un livello di saturazione che sfiora il 90%. Dopo il televisore il secondo più importante settore nipponico del consumer è rappresentato dai video tape recorders (valutato in 1.090 milioni di $, da 750 ad 800 mila pezzi) seguito dall'HI-FI (prossimo al miliardo di $).

Arriva l'Alpex 900

In queste settimane un altro personal computer di basso costo va apparendo sul mercato americano. Lo offre la Alpec Computer Company di Danbury. L'apparecchio si chiama Alpex 900 e ad esso la Federal Communication Commission ha già dato la sua approvazione. Il sistema, il cui prezzo di base sfiorerà il migliaio di dollari, utilizza come unità centrale un microprocessore.

Sistema radiotaxi per 10.000 veicoli

Il Ministero dei Trasporti australiano ha approvato recentemente un nuovo sistema mediante il quale sarà possibile avere la segnalazione di stato, l'identificazione e l'allarme dei taxi in circolazione. Il sistema verrà utilizzato dalla Taxis Combined Services di Sidney, proprietaria di una delle maggiori flotte di radio-taxi.

Il nuovo sistema SI 10.000 progettato dalla Philips di Melbourne è il primo nel suo genere in Australia ed è in grado di identificare fino a 10.000 veicoli. La comunicazione dati ad alta velocità viene realizzata mediante tecniche e trasmissioni numeriche. Il sistema, oltre a sveltire le comunicazioni tra la base ed il parco di automezzi forte di 1.200 unità, prevede dispositivi che consentiranno di ridurre il numero di aggressioni agli autisti di taxi.

Quando l'operatore del centro di controllo effettua una chiamata, i tassisti interessati devono semplicemente premere il pulsante di una piccola consolle montata sul cruscotto. Il primo tassista che fa pervenire l'accettazione sulla consolle dell'operatore ottiene l'incarico e ne riceve conferma dall'operatore del centro che gli dà tutte le informazioni pertinenti. Una volta ricevuto il messaggio, il guidatore deve soltanto premere il pulsante di «conferma» per informare la base che è in marcia. Se non comprende una parte delle informazioni può premere il pulsante contrassegnato «repeat» e l'operatore gli ripete tutte le informazioni. Per contro, se il guidatore desidera parlare con l'operatore, preme il pulsante contrassegnato «query» e l'operatore alla base gli consente di usare il normale microfono per un breve periodo.

Se il tassista teme di essere attaccato, attiva un interruttore nascosto che automaticamente inserisce il trasmettitore del taxi. Il segnale di allarme viene registrato sulla consolle dell'operatore. L'operatore può individuare immediatamente qual'è l'autista in difficoltà grazie al numero del taxi che compare su un pannello separato. Dopo di che preme un pulsante per informare tutti gli altri taxi di lasciar libero il canale a causa dell'emergenza.

Le ferrovie Sud Australiane intendono installare un sistema analogo per migliorare la sicurezza e diminuire i vandalismi sulla rete sub-urbana di Adelaide.

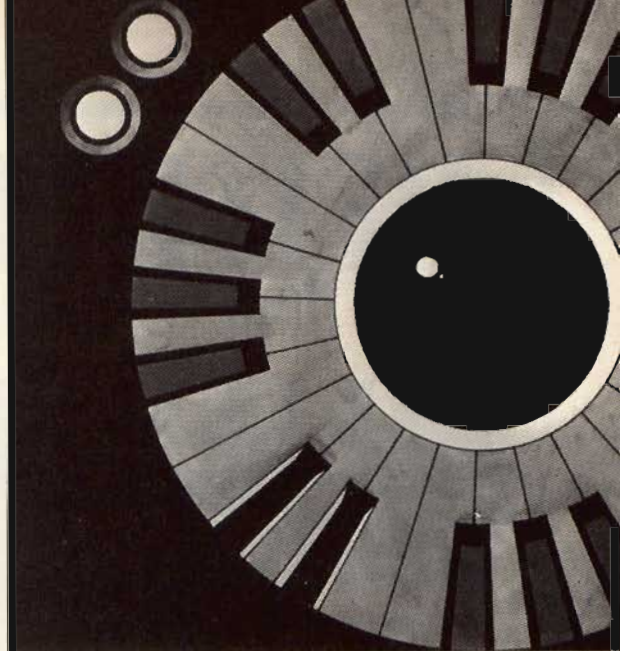
In questo caso, quando un manovratore desidera comunicare con il centro di controllo preme il pulsante «call request» installato sulla sua unità. La sua richiesta compare sulla consolle del posto di controllo insieme al numero del treno. Sull'apparecchio del manovratore compare un segnale di conferma e il canale rimane aperto per le comunicazioni. In caso di emergenza il manovratore preme un pulsante speciale che lo pone immediatamente in comunicazione con il controllo. L'intero sistema utilizza una sola frequenza radio. Le quattro stazioni distribuite lungo la rete assicurano che al controllo arrivi sempre il segnale più forte.

La Rifa manifesta preferenze per l'ibrido

Pare che la Rifa (Azienda Svedese controllata interamente dalla LM Ericsson) abbia investito circa 30 miliardi di lire per sviluppare il settore degli ibridi. Gran parte delle risorse finanziarie è stato impiegato per automatizzare la sofisticazione degli impianti di fabbricazione allo scopo di minimizzare l'apporto manuale dati gli elevati costi del lavoro in Svezia (circa 110 sono infatti i soli addetti a questa attività negli impianti svedesi della Rifa). La diversificazione verso l'ibrido rientra nel piano di un maggiore impegno dell'azienda sul mercato dei componenti attivi e di sganciamento dalla casa madre in termini di vendite interne al gruppo. Già quest'anno la Rifa, conosciuta soprattutto per la produzione di condensatori ed altri componenti passivi, prevede di incrementare le vendite degli attivi ibridi ma anche monolitici) del 40-50% per un volume di affari pari a circa 15 miliardi di lire.

Rapporto sulle radiotelecomunicazioni mobili

Il mercato delle apparecchiature di radiotelecomunicazioni mobili di Germania, Regno Unito, Francia e Svezia vale 350 milioni di $, circa i tre quarti dell'intero mercato dell'Europa Occidentale. Lo afferma uno studio della Frost & Sullivan realizzato sulla base delle rilevazioni sulle vendite di quattro distinte categoria di apparecchiature: sistemi radiomobili privati, pagers, citizens' band e public correspondance systems. Quello tedesco viene definito il mercato più grosso mentre il più elevato tasso di consumo si verifica in Svezia. Per quanto riguarda i ritmi di crescita nell'ambito di ciascuno dei quattro segmenti, la Frost & Sullivan indica nei pagers il prodotto più richiesto. Il consumo di CB è ancora debole dato che l'uso di queste apparecchiature è stato legalizzato solo in Svezia e Germania. Lo studio si compone di 209 pagine e il suo costo è di 875 dollari

PIANOFORTE ELETTRONICO

di T. KLINGER

quarta parte

Gli argomenti discussi nelle parti introduttive delle precedenti puntate hanno coperto le nozioni fondamentali di teoria musicale per chi era totalmente digiuno di musica, iniziando dalla conoscenza della tastiera del pianoforte, riferita alla scala musicale ed al pentagramma.
Abbiamo proseguito con la tecnica degli accordi e giri armonici, terminando con la formazione progressiva di tutte le dodici tonalità maggiori, tramite l'esposizione visiva della teoria dei gruppi armonici e spazi sonori.
La parte costruttiva della scatola di montaggio del pianoforte elettronico è iniziata con la descrizione dettagliata delle caratteristiche tecniche del progetto e dello schema a blocchi, proseguendo con i particolari costruttivi dei singoli circuiti, compresi gli schemi elettrici, i disegni dei masters e la disposizione dei componenti sui circuiti stampati.

Fig. 39 - Fotografia illustrante la struttura dell'intero pianoforte così come risulterà al termine delle operazioni di montaggio.

Iniziando questa serie di articoli sul pianoforte elettronico, destinata ai lettori appassionati di musica, ci siamo proposti ad assolvere alcuni compiti alquanto ardui. Uno di questi era di presentare uno strumento professionale, completo di mobile e tastiera, tecnicamente aggiornato e curato nella parte estetica, non inferiore ai migliori sul mercato, ad un prezzo competitivo e nella versione di scatola di montaggio.

Trattandosi di un'insieme piuttosto complesso e versatile, con i suoi mille componenti e duemilasettecento saldature, la solita versione del kit da montare andrebbe oltre le capacità dei lettori meno preparati.

Abbiamo perciò ripiegato sulla versione premontata, da completare con circa duecentò saldature di collegamento tra loro dei vari circuiti di cui è composta, oltre al montaggio meccanico del complesso all'interno del mobile.

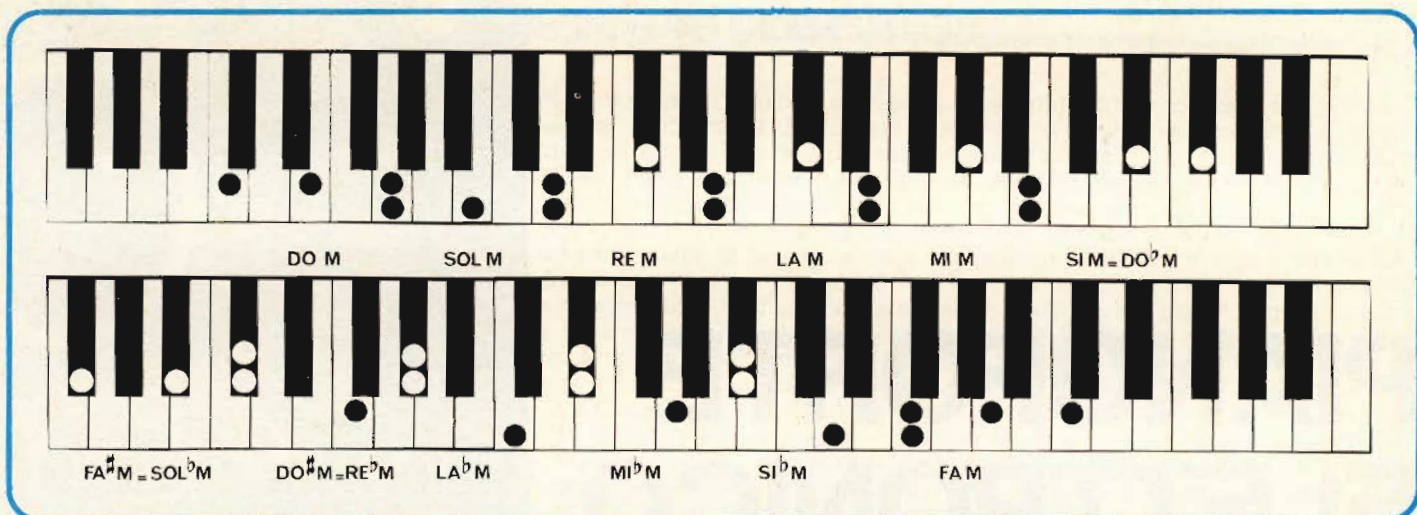



Fig. 40 - Esposizione grafica della concatenazione dei dodici gruppi armonici, già utilizzati nella formazione di tutte le tonalità maggiori, illustrate nella fig. 30, del n. 3 - 1979.

Un altro dei compiti che ci siamo prefissi era di invogliare i lettori meno esperti a famigliarizzarsi con l'uso della tastiera del pianoforte mediante una breve esposizione delle nozioni fondamentali di teoria musicale, attraverso l'adozione dell'esposizione visiva, basata sui disegni della tastiera.

Questi scopi sono stati ampiamente raggiunti, già nella prima puntata, corredata delle foto dell'insieme e dei singoli circuiti stampati, con la descrizione dettagliata dello schema a blocchi e del principio di funzionamento di ogni singolo circuito ed infine del disegno di collegamenti tra loro dei vari circuiti per mezzo di due trefoli preformati e legati.

Nella parte introduttiva sono state illustrate le regole d'identificazione delle note sulla tastiera e la posizione dei rispettivi tasti sul pentagramma.

Con ciò il nostro compito poteva essere considerato terminato se non fosse per l'interesse suscitato e le numerose richieste e prenotazioni pervenuteci, che ci hanno costretti a proseguire con le descrizioni particolareggiate dei singoli circuiti e con la riproduzione dei disegni e schemi costruttivi.

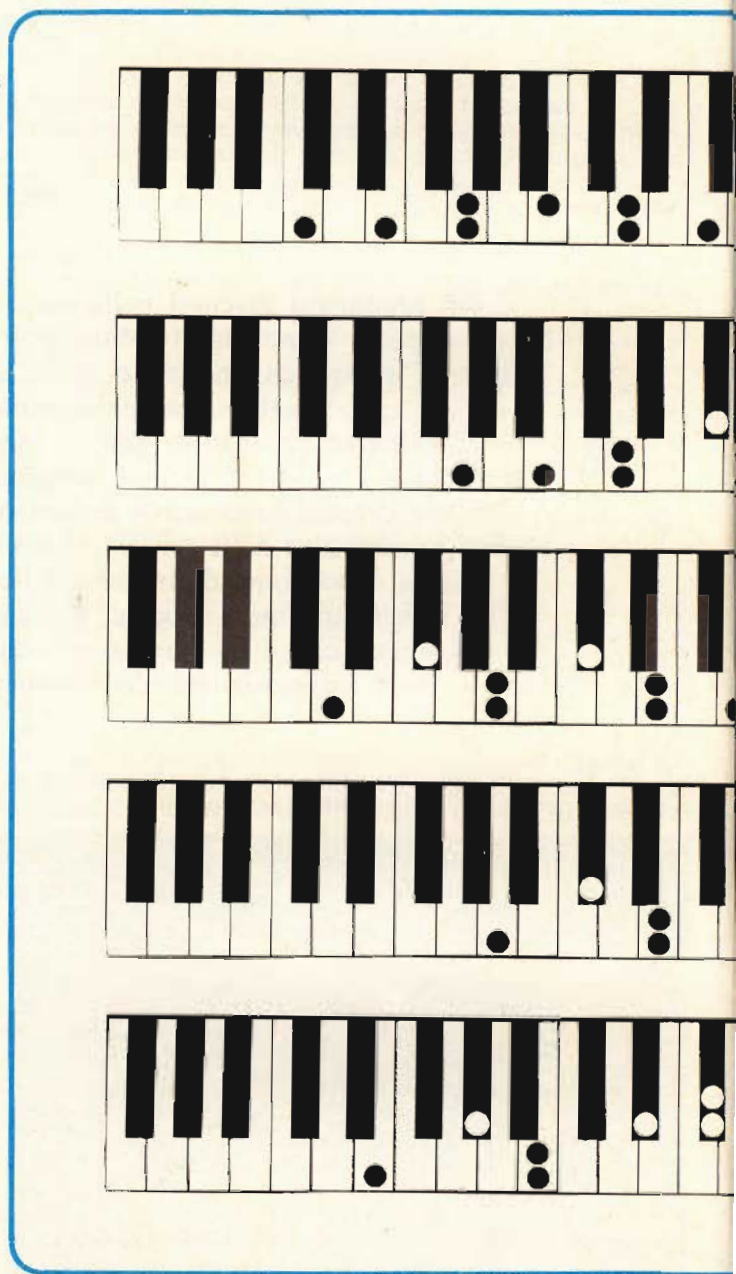
Anche l'accoglienza riservata all'inedita esposizione visiva con i disegni della tastiera, ci ha invogliati a continuare con l'ulteriore sviluppo della teoria musicale. Ritorniamo pertanto sull'argomento, proseguendo con la teoria dei gruppi armonici e spazi sonori.

Nella precedente puntata questi ci sono serviti a costruire progressivamente le dodici tonalità maggiori, partendo dal Do Maggiore fino alle tonalità con sette diesis e sette bemolle.

E' importante ricordare che l'inizio della tonalità successiva corrisponde alla quinta nota della tonalità precedente, cioè all'intervallo di quinta.

Esaminando la dodicesima tonalità di FA Maggiore, notiamo che il suo intervallo di quinta corrisponde al tasto DO e quindi al nostro punto di partenza, chiudendo in questo modo il cerchio dei gruppi armonici, concatenati tra loro.

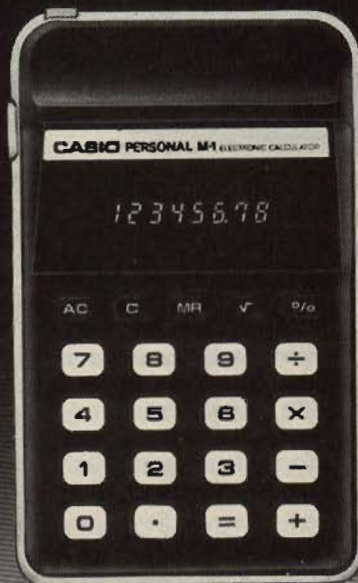
Potremmo mettere meglio in evidenza tutto ciò disegnando le nostre dodici tastiere della *figura 30* del n. 3-1979 a forma del cerchio dove cadauna occupa 30° della circonferenza. Per facilitare il compito pos-

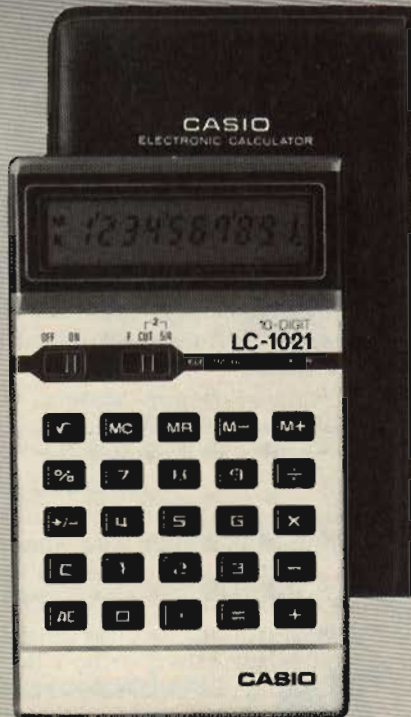
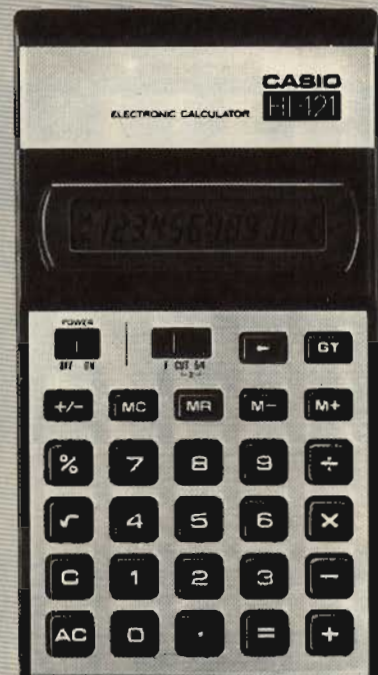
siamo riunire solo i gruppi armonici, come illustrato nella *figura 40* distribuendoli sul cerchio nel modo suggerito prima.

In questo modo avremo anche il quadro degli accordi, in quanto ogni gruppo armonico è anche il primo accordo della tonalità nella quale è racchiuso e prende il nome da essa. Consultando la *figura 15* del n. 1 1979, vediamo che il suo secondo accordo corrisponde al primo gruppo armonico della tonalità successiva, prendendo il nome da essa, il terzo ed il quarto sono invece i gruppi armonici delle tonalità immediatamente successive, di cui i secondi intervalli di terza sono minori invece di maggiori, diminuiti cioè di un semitono.

Questo concetto risulta molto più chiaro esaminando la *figura 41* dove abbiamo raggruppato insieme i quattro accordi per ogni tonalità, nello stesso ordine della *figura 30*, come il primo passo per creare la tabella dei giri armonici per tutte le dodici tonalità.

segue

noi,

La nostra gamma e la vostra abilità:

PM 1
L. 18.500 + I.V.A. 14%

HL 801
L. 22.500 + I.V.A. 14%

LC 1021
L. 39.000 + I.V.A. 14%

HL 121
L. 44.500 + I.V.A. 14%

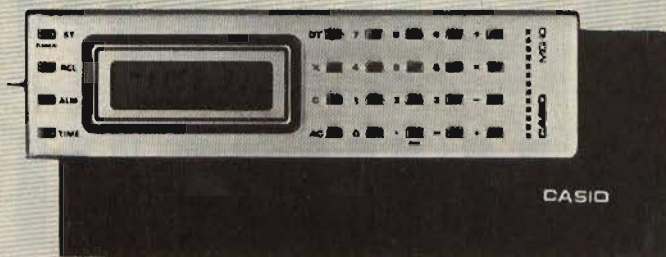
CASIO

robot

un perfetto lavoro di gruppo.

LC 826
L. 27.500 + I.V.A. 14%

LC 841
L. 35.500 + I.V.A. 14%

LC 79 **spessore mm. 2**
L. 44.000 + I.V.A. 14%

MQ 10 calcolatrice
con orologio permanente
L. 77.000 + I.V.A. 14%

calcolatrici obbedienti e precise

Caratteristiche costruttive della scatola di montaggio

Abbiamo terminato la precedente puntata con la presentazione dei circuiti stampati piuttosto complessi e con l'elevata densità di componenti.

Questa è purtroppo la caratteristica dei circuiti del pianoforte rispetto a quelli dell'organo elettronico. Per avere un'idea più precisa, basta pensare che il solo circuito della formazione della curva inviluppo pianoforte impiega il 70% del totale dei componenti, e l'organo è privo di questo circuito, avendo in compenso centinaia di metri di filo in più e molti filtri con pochi componenti. La miscelazione impiega il 20 per cento dei componenti ed i rimanenti 10% vengo-

Fig. 41 - I gruppi di quattro accordi racchiusi in ognuna delle dodici tonalità maggiori, formate secondo i principi descritti a pag. 18-19 del n. 1 - 1979.

no montati sugli altri circuiti e cioè sull'oscillatore master, generatore di ottava superiore, alimentatore e filtri.

Descrizione del circuito della formazione curva inviluppo del pianoforte

Il circuito che ci proponiamo a descrivere è il più complesso di tutti, e la funzione che deve svolgere è indispensabile per ottenere una buona approssimazione al suono del pianoforte. Il suo circuito stampato è rappresentato nella *figura 37* del n. 3 1979. E' lungo 85,6 cm ed ha 1560 fori di vario diametro e 140 rivetti di ancoraggio. Per comprendere meglio lo schema elettrico che segue immaginiamoci il circuito di *figura 37* spezzato in tre tronconi, con il taglio fra i terminali «A» e «B» ed un altro fra «A» e la sigla 701 C.

Lo stesso vale anche per la *figura 38* dove è illustrata la disposizione dei 717 componenti di cui il circuito è composto, divisi in 61 circuiti identici di cui ciascuno ha il suo ponticello di contatto separato e la molletta azionata dalla tastiera. Il circuito ha 1739 saldature.

Continuiamo adesso con la descrizione dello schema elettrico, di cui è illustrato uno solo stadio nella *figura 44*. Di questi circuiti ce ne sono ben 61, uno per ogni tasto della tastiera a cinque ottave.

Prima di continuare, si consiglia a rileggere attentamente quanto descritto a proposito in pagina 1311-12-13 del n. 12-1978, in quanto è indispensabile a poter seguire meglio la descrizione del funzionamento di questo complesso circuito.

In posizione di riposo tutte le mollette si appoggiano sulla barretta comune, sulla quale dal terminale «F» viene applicata la tensione di 25 V.

Pertanto al momento di accensione dello strumento tutti i condensatori elettrolitici da 10 μF, contrassegnati con i numeri dispari C1-C3-C5-C121, si caricano attraverso la resistenza di 1 kΩ alla tensione della barretta comune e trattengono la carica finché non venga azionato il relativo tasto sulla nostra tastiera. Abbassando un qualsiasi tasto, la relativa molletta viene allontanata dalla barretta comune, appoggiandosi sul suo ponticello. In questo modo la carica ai capi del condensatore elettrolitico dispari da 10 μF viene travasata ai capi del condensatore elettrolitico 2,2 μF contrassegnato con i numeri pari C2-C4-C6-C122, ed il relativo transistore comincia a funzionare.

Contemporaneamente inizia la scarica del condensatore, sia attraverso il transistore che conduce, ma in modo lento, dato l'elevato valore della resistenza sul collettore, sia in modo più rapido attraverso la resistenza da 22 kΩ in serie con il diodo che funge da «gate», impedendo ad altre tensioni di azionare il transistore.

I catodi della catena dei diodi D1-D61 sono normalmente a massa, essendo lo zener cortocircuitato per facilitare lo scarico veloce dei condensatori elettrolitici 2,2 μF. Solo nel caso dell'inserimento del pedale Sustain il cortocircuito viene eliminato, portando a tensione positiva dello zener tutti i catodi dei diodi D1-D61, rallentando così la scarica dei condensatori 2,2 μF.

Quando il tasto viene sollevato, cessa il travaso

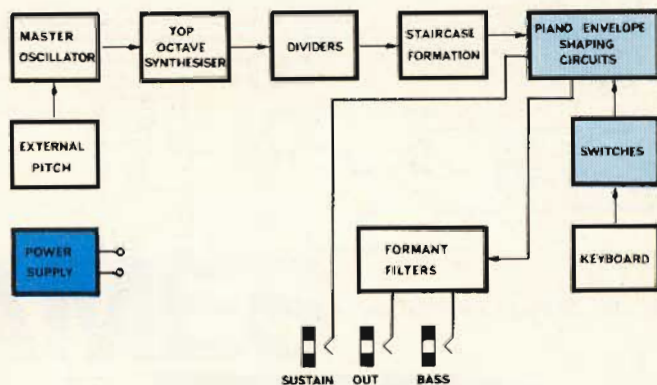



Fig. 42 - Schema a blocchi del pianoforte.

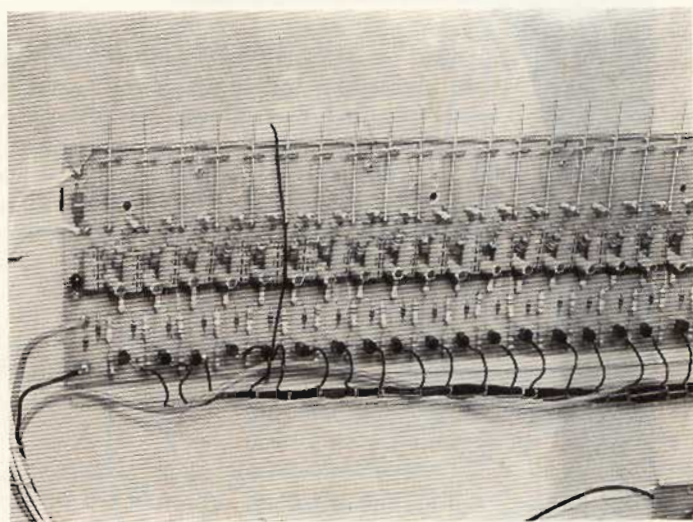



Fig. 43 - Foto relativa alla formazione inviluppo del pianoforte con i relativi contatti di commutazione.

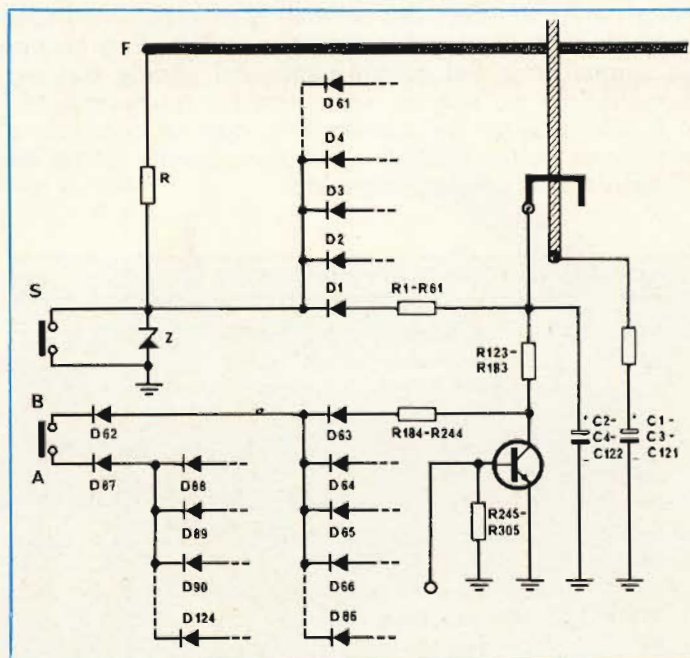



Fig. 44 - Schema elettrico di uno dei 61 circuiti montati sul circuito stampato di fig. 38 del n. 3 1979.

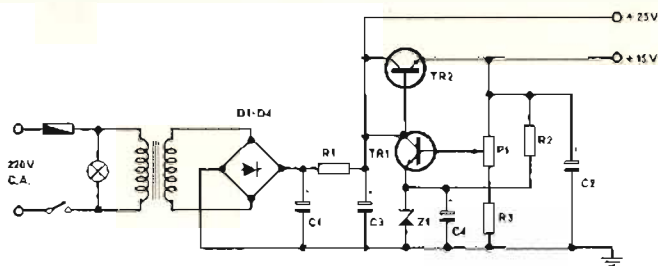



Fig. 45 - Schema elettrico dell'alimentatore.

Fig. 46 - Circuito stampato dello schema di fig. 45.

della carica dai capi del relativo condensatore dispari 10 μF a quelli el condensatore pari 2,2 μF, e secondo la posizione del commutatore del pedale Sustain quest'ultimo si scarica rapidamente, interrompendo il funzionamento del transistore, oppure continua a scaricarsi lentamente, fino ad esaurimento come se il tasto fosse ancora abbassato.

ELENCO COMPONENTI DI FIGURA 46

R1	=	resistenza 1 kΩ 1/4 W
R2	=	resistenza 10 kΩ 1/4 W
R3	=	resistenza 6.8 kΩ 1/4 W
C1	=	cond. elettrolitico 2200 μF 35 V
C2	=	cond. elettrolitico 2200 μF 25 V
C3	=	cond. elettrolitico 470 μF 25 V
C4	=	cond. elettrolitico 1 μF 16 V
D1-D4	=	diodi al silicio 1N4001
Z1	=	zener 9,1 V
TR1	=	transistore BC 237
TR2	=	transistore 2N6122
P1	=	trimmer 4,7 kΩ
		circuito stampato 704 A - 77 x 93

Fig. 47 - La disposizione dei componenti di fig. 45.

Le curve di inviluppo del pianoforte in ambedue i casi sono ben messe in evidenza in *figura 10* del n. 12-1978.

Tenendo il tasto abbassato, la carica si esaurisce con la costante di tempo predisposta, simulando così la curva dell'inviluppo del pianoforte. Mentre il transistore è in stato di conduzione, il segnale proveniente dagli stadi divisori e formazione staircase, applicato alla sua base, viene opportunamente amplificato con la tensione variabile sul collettore in funzione della carica disponibile ai capi del condensatore elettrolitico 2,2 μF è convogliato all'ingresso dei filtri, tramite il relativo diodo della catena dei diodi sommatori di segnali.

Notiamo che la catena è interrotta all'altezza del terminale «A», dividendo le uscite «A» e «B» del circuito della formazione della curva di inviluppo e quindi anche la tastiera in due gruppi rispettivamente di 37 e 24 tasti, quest'ultimo corrispondente alle due ottave dei bassi.

Secondo la posizione del registro «BASS» per l'uscita stereo di accompagnamento, le due uscite sono separate e quindi i bassi vengono convogliati ad una sezione indipendente del filtro, oppure possono essere cortocircuitate, in tal caso il piano diventa mono.

Alimentatore stabilizzatore

Lo schema elettrico dell'alimentatore, rappresentato in *figura 45* non necessita ulteriori spiegazioni in quanto il suo funzionamento è stato descritto dettagliatamente a pagina 1313 del n. 12-1978.

Ci limitiamo a fornire il disegno del circuito stampato e la disposizione dei componenti rispettivamente in *figura 46* e *47*.

NEL PROSSIMO NUMERO PUBBLICHEREMO, PREZZO E MODALITA' D'ACQUISTO DI QUESTO PIANOFORTE

TV GAMES

Questo generatore di giochi TV a quattro programmi (tennis, calcio, squash, pelota) è completo, stabile, moderno; prevede l'indicazione del punteggio raggiunto dagli antagonisti sullo schermo, permette di regolare la velocità della «pallina», di variare le dimensioni delle «racchette» ed ha il supporto audio che sottolinea le fasi delle partite, con l'apposito altoparlante entrocontenuto. Si differenzia da altri dispositivi perché è facile da costruire grazie ad una logica disposizione delle parti, che sono ragionevolmente spaziate e ben identificabili, nonché agli avvolgimenti precostituiti.

di N. PARMIGGIANI

Selezione ha compreso l'importanza dei «TV Games» in anticipo rispetto a quasi tutte le altre Riviste tecniche importanti sul piano europeo, ed ha svolto un ruolo di pionerismo in questo campo, proponendo un TV-tennis efficacissimo *prima* che entrassero in campo i circuiti integrati «LSI»; ben quattro anni fa.

E' quasi ovvio che in queste pagine i lettori ricerchino le novità della specie, e quindi ne presentiamo una un pò speciale: si tratta di un kit per la costruzione di un «Game» che rispetto agli altri vanta un costo molto limitato, una somma facilità di assemblaggio, una praticità essenziale; senza nulla di superfluo, ma con ogni dettaglio necessario.

L'apparecchio ha una estetica piacevole e razionale; può funzionare con l'alimentazione a 9 Vcc (normali pile); prevede quattro programmi di gioco (tennis, calcio, squash, pelota basca); eroga una portante convenientemente modulata sul canale TV4, ovvero sulla frequenza di 62,25 MHz; ha lo standard europeo-italiano (CCIR) ben definito con 625 linee; «esce» sull'impedenza di 75 Ω (cavo coassiale) per una connessione facile.

Il sistema, ha tutte le «facilities» di norma: due velocità per la traccia mobile detta «palla», quella lenta adatta a principianti, quella veloce per chi è già pratico del gioco. Due grandezze per le racchette che hanno un parallelo indirizzo, ed infine la possibilità di variare l'angolo di rimbalzo.

Il comando della posizione della racchetta di ciascun giocatore avviene manovrando due potenziometri di controllo rotativi che danno una sensazione realistica del movimento specie nelle «schiacciate». Il *servizio*, ovvero la messa in gioco della «palla» può avvenire automaticamente, negli allenamenti, o se si gioca da soli, così come in modo manuale (sistema preferito durante le «singolar tenzoni»). Il punteggio ottenuto da ciascun giocatore, in questo caso è visualizzato sullo schermo televisivo, e ciascuna partita termina allorché il vincente ha raggiunto la quota di 15.

Se occorre, il gioco può essere ripreso da zero con un pulsante

Ecco come si presenterà il TV Games a realizzazione ultimata.

che «resetta» (porta a zero) il tabellone.

Poiché anche questo sistema per giocare è basato su di un IC integrato a larga scala il circuito generale, è piuttosto simile ad altri noti, anche se si differenzia per i particolari; analizzeremo quindi il funzionamento basandoci sui terminali dell'elaboratore generale. I «pins» che non commentiamo non sono collegati o non si usano in questa applicazione.

Piedino 1: si tratta del negativo generale, o riferimento generale negativo (massa).

Piedino 2: è l'uscita audio, che reca all'uscita tre tipi-base di segnali: il colpo di racchetta corrisponde ad un «burst» della durata di 32 mS, con una frequenza di 976 Hz; il rimbalzo sui margini del campo dà luogo ad un treno di segnali della durata eguale alla precedente, ma della frequenza di 488 Hz. Se in seguito ad un colpo si ha l'accumulo del punteggio, alla coincidenza scaturisce un segnale strìdulo che vale 1970 Hz. Ovviamente, l'IC non prevede un sistema interno amplificatore di potenza, ma solo uno stadio pilota; per rendere audibile in altoparlante l'audio, si usa allora il transistore TR3, che impiega come carico il primario del trasformatore T1.

Piedino 4: si tratta del positivo generale.

Piedino 5: è il terminale che stabilisce l'angolo di rimbalzo della «palla» a seconda della polarizzazione che riceve. Se il «pin» è collegato a massa mediante S5 (livello logico «0») si hanno combinazioni di angoli di 20° e 40° (gioco per i più esperti). Se il medesimo è lasciato *fluttuante* (livello logico «1») l'angolo di rimbalzo ed impatto è fissato a 20°.

Piedino 6: da questo si ricava il segnale video che forma la «palla».

Piedino 7: è l'ingresso per la regolazione della velocità di movimento del bersaglio mobile o «palla». Tramite S4 lo si può portare alla massa (livello «0» o lasciar fluttuante (livello «1»). Nel primo caso, il bersaglio attraversa lo schermo in poco più di mezzo secondo, ovvero 0,65 secondi, e questo è il ritmo di gioco per gli esperti.

Nel secondo, la «palla» trascorre più lentamente: impiega 1,3 secondi per attraversare il campo di gioco; il tempo è tipico per gli allenamenti ed i neofiti.

Piedino 8: questo serve per il «servizio». Se lo si collega alla massa tramite S3 la messa in gioco è «autostart», automatica. Se al contrario si desidera effettuare la «battuta» manuale, S3 deve rimanere non connesso, e per il «lancio» si usa S2.

Piedino 9 - 10: dai due si ricava il segnale video composito che serve per visualizzare le racchette rispettivamente del giocatore «destro» e «sinistro». Gli inviluppi relativi a quello che proviene dal «pin» 6, modulano attraverso i diodi di separazione D2, D3 e D4, l'oscillatore VHF TR2 che lavora tradizionalmente in un circuito Colpitts modificato ad alta stabilità che fornisce la portante a 62,25 MHz. E' prevista la regolazione fine del segnale, come frequenza, tramite il nucleo in ferrite della bobina di sintonia L1.

Una rete R/C formata rispettivamente da C9-R11-P2 e da C8-R10-P1, in unione ai «pin» 11 e 12 dà la posizione verticale di ciascuna racchetta, che è controllata dai potenziometri P1 e P2.

Piedini 11 e 12: si veda quanto appena detto.

Piedino 13: è il comando che varia l'altezza delle racchette. A livello logico «1» (interruttore S6 aperto) le racchette risultano più

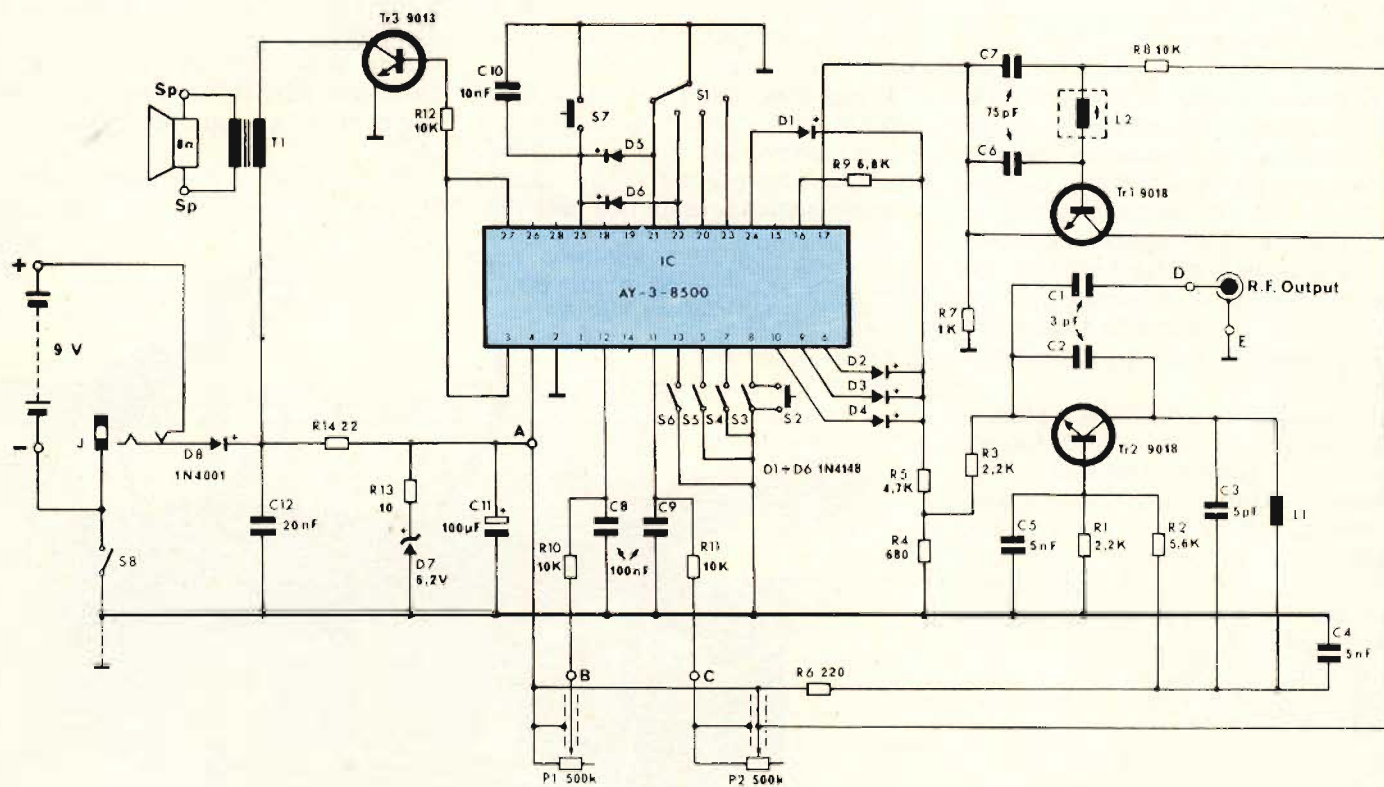



Fig. 1 - Schema elettrico del TV Games.

grandi, ed adatte quindi al gioco condotto dai principianti. Se il livello logico è «0», con l'interruttore chiuso, quindi con il «pin» a massa, le racchette diminuiscono in proporzione. Per avere un'idea delle misure delle racchette, che ovviamente mutano a seconda del televisore impiegato, diremo che su di uno schermo da 19 pollici risultano alte rispettivamente 48,25 mm (indicativamente come il lato di una scatola di cerini) e 24,13 mm (poco meno della lunghezza di un cerino).

Piedino 16: questo rappresenta la sorgente dei segnali di sincronismo orizzontale e verticale, che pilotano il complesso oscillatore VHF tramite la resistenza R9.

Piedino 17: è l'ingresso dei segnali di temporizzazione (clock) che sono elaborati all'interno dell'IC. Il pilotaggio relativo deve essere a 2,012160 MHz, ± 1%. Il circuito formato dal TR1 ed accessori genera gli impulsi relativi. Per un funzionamento stabile, è necessario che la frequenza sia molto precisa, come abbiamo visto, ed allora, L2 elemento di accordo principale, è munita di un nucleo regolabile per il centraggio.

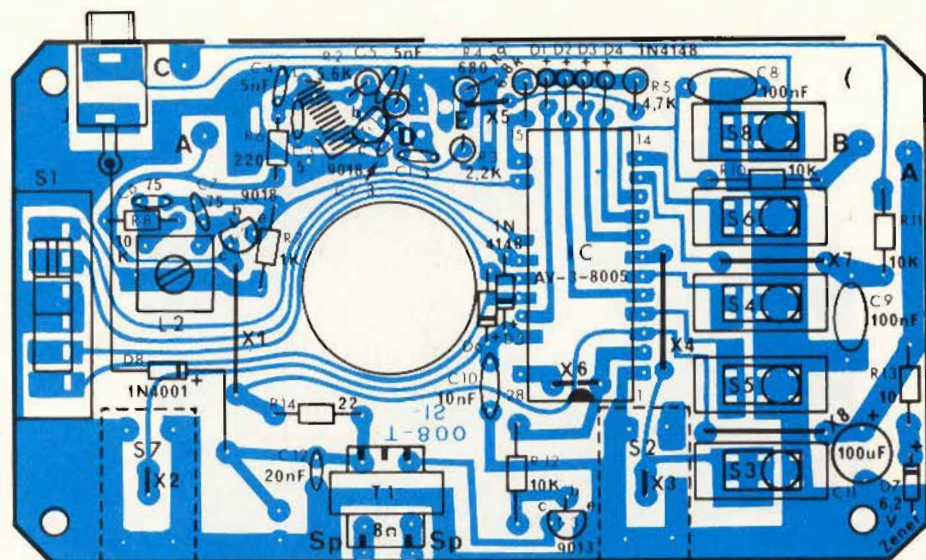



Fig. 2 - Montaggio dei componenti sulla basetta stampata per la realizzazione del TV Games.

Piedini 20, 21, 22, 23: questi altri, connessi al selettore S1, servono a scegliere il «programma di gioco» tra i quattro possibili. Poiché come è intuibile, per passare da un modus operandi all'altro sono necessarie molteplici ed intricate commutazioni, si apprezza in particolar modo la tecnologia LSI in questo caso, visto che la scelta dei giochi è condizionata unicamente dallo stato dei terminali «programmatori».

Portando a massa uno di questi, ovvero al livello logico «0», si ha nell'istante (a velocità elettronica) la messa a punto del gioco che interessa; tutto avviene nel modo automatico, con una serie di variazioni degli stati logici dei gruppi

ELENCO COMPONENTI

R1-R3	=	Res. 2,2 kΩ ± 5% 0,25 W	L2	=	Bobina oscillatrice
R2	=	Res. 5,6 kΩ ± 5% 0,25 W	J	=	Presa jack
R4	=	Res. 680 Ω ± 5% 0,25 W	P1-P2	=	Potenziometro 500 kΩ
R5	=	Res. 4,7 kΩ ± 5% 0,25 W	S2-S3-S4-S5-S6	=	Microdeviatore
R6	=	Res. 220 Ω ± 5% 0,25 W	C.S.	=	Circuito stampato
R7	=	Res. 1 kΩ ± 5% 0,25 W	—	=	Cavetto schermato 75 Ω
R8-R10-R11-R12	=	Res. 10 kΩ ± 5% 0,25 W	—	=	Cavetto collegamento potenziom.
R9	=	Res. 6,8 kΩ ± 5% 0,25 W	cm 21	=	Filo di rame stagnato ∅ 0,7
R13	=	Res. 10 Ω ± 5% 0,25 W	4	=	Viti M3x8
R14	=	Res. 22 Ω ± 5% 0,25 W	2	=	Viti M2,6x8
R15	=	Res. 68 kΩ ± 5% 0,25 W	S1	=	Deviatore 4 posizioni
C1-C2	=	Cond. cer. 3 pF ± 0,5 pF 50 V NPO	AP	=	Altoparlante
C3	=	Cond. cer. 5 pF ± 0,5 pF 50 V NPO	—	=	Frontale mobile
—	=	Manopole	—	=	Retro mobile
C4-C5	=	Cond. cer. 5 nF ± 10% 50 V	—	=	Frontale porta potenziometro
C6-C7	=	Cond. cer. 75 pF ± 10% 50 V NPO	—	=	Retro porta potenziometro
C8-C9	=	Cond. polie. 0,1 μF ± 10% 50 V	2	=	Tastini bianchi
C10	=	Cond. cer. 10 nF -20 + (0% 50 V)	—	=	Tasto cromato
C11	=	Cond. elett. 100 μF 10 V m.v.	2	=	Contatti per batteria
C12	=	Cond. cer. 20 nF -20 + 80% 25 V	—	=	Coperchio per chiusura batterie
TR1-TR2	=	Transistore 9018E	—	=	Nucleo ferrite
TR3	=	Transistore 9013H (2003H)	T1	=	Trasformatore d'uscita
IC	=	Integrato AY-3-8500	cm 20	=	Trecciola marrone
D1-D2-D3-D4-D5-D6	=	Diodo 1N4148	cm 6	=	Trecciola bianca
D7	=	Diodo zener 6,2 V	cm 6	=	Trecciola arancio
D8	=	Diodo 1N4001	2	=	Contatti a molla
L1	=	Bobina AF	—	=	Confezione stagno

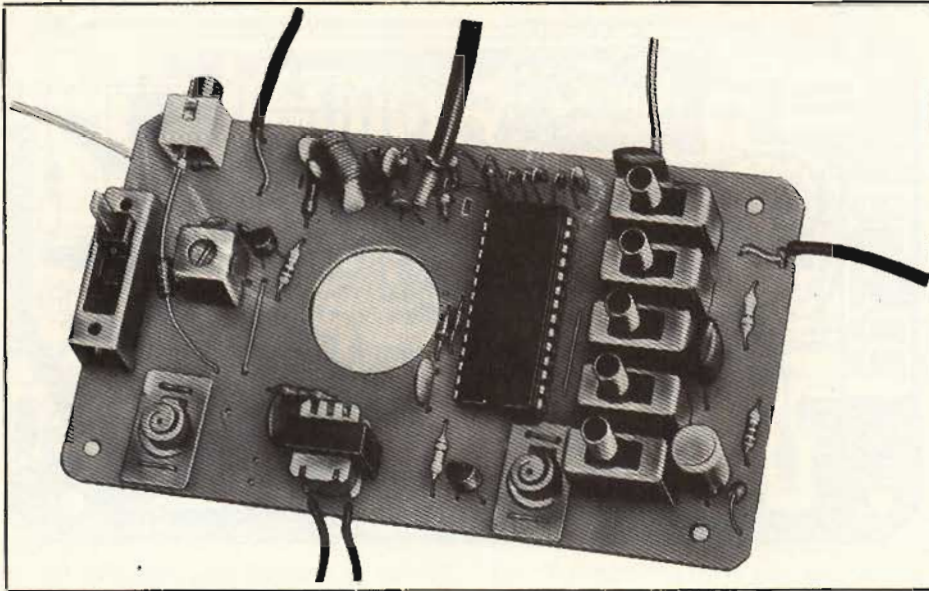



Foto della basetta stampata e relative connessioni.

Fig. 4 - Montaggio di potenziometri del TV-Games.

funzionali interni, concatenati.

Piedino 24: ancora una uscita video complessa: serve a stabilire il limite del campo ed il punteggio, quest'ultimo promosso da un contatore interno a coincidenza, che scatta allorché diversi fenomeni si presentano nello stesso istante ad un ingresso multiplo.

Il segnale modula l'oscillatore VHF attraverso il diodo D1.

Piedino 25: questo cancella la memoria relativa al gioco ed al punteggio e resettato tramite S7 prepara l'inizio di una nuova partita.

Gli accessori circuitali sono pochi: poiché si prevede l'alimentazione a pila, o eventualmente tramite un alimentatore a 9 Vcc di debole potenza, il D8 evita le distruzioni che potrebbero avvenire con la polarità inversa. La tensione di caduta che avviene su questo diodo, sommata a quella di R14 permette di impiegare al meglio D7, che regola la VB a 6,2 V.

L'uscita RF avviene tramite la presa coassiale opportunamente contrassegnata «RF OUTPUT».

Vediamo ora i dettagli di montaggio.

Per questo apparecchio, si deve impiegare un saldatore a stilo dalla potenza di 15W, e dall'isolamento più che buono; ottimo.

Ciò perché di base si prevede che l'IC sia direttamente collegato alla base stampata che si scorge nella *figura 2.* Al limite, tale procedura non è, per così dire «obbligatoria»: in alternativa, l'integrato può essere montato ad innesto sui terminali «Molex» che i nostri lettori conoscono. La scelta è opzionale.

Comunque vediamo la procedura raccomandata per l'assemblaggio.

Prima di tutto, conviene sistemare i ponticelli in filo indicati con la lettera «X», da X1 ad X7 (X5 non deve essere teso ma lasciato un pò «lento» per l'esecuzione di una successiva saldatura).

X2 ed X3 servono come dei pulsanti S2 ed S7, quindi devono essere eseguiti con cura particolare.

Le resistenze fisse previste, devono essere montate in parte «orizzontali» (aderenti alla basetta) ed in parte «verticali», ad angolo retto con la medesima. Le prime sono R6, R7, R8, R10, R11, R12, R13 ed R14; le altre R1, R2, R3, R4, R5, R9. Uno dei terminaili di R9 deve esser saldato al ponticello X5.

Alle resistenze seguiranno i condensatori ceramici a disco, quindi quelli a dielettrico plastico: C8 e C9. L'unico elettrolitico, C11, deve essere collegato facendo bene attenzione alla polarità.

E' ora tempo di passare ai diodi: D1, D2, D3, D4 saranno preparati per il montaggio «verticale» piegando idoneamente i terminali; durante questa operazione si riscontrerà molto bene la polarità: il catodo è contraddistinto, come di solito, da un anellino verniciato sull'involucro.

I diodi D5, D6 e D7 devono essere montati accostati alla basetta, cioè «orizzontali»; D8 che collega l'ingresso di alimentazione al circuito, al momento sarà saldato solo allo stampato con il terminale di catodo, lasciando l'altro «volante» ed intero, non abbreviato.

Fig. 3 - Parte del montaggio dell'apparecchio.

La bobina L1 sarà preparata introducendo il nucleo con una listarella di plastica in modo da avvitarlo incontrando *una certa resistenza meccanica* che in seguito assicurerà la sua posizione fissa.

Facendo attenzione a non modificare la spaziatura delle spire ed a non deformare inn alcun modo l'avvolgimento, i terminali saranno saldati alle piazzole relative.

Ora, sempre continuando con i componenti dalle piccole dimensioni, si collegheranno i transistori, la bobina di clock L2, il trasformatore audio T1. Poiché questo potrebbe anche essere posto all'inverso, conviene misurarlo con l'ohmetro e dirigere all'altoparlante i terminali che manifestano la resistenza minore.

Il completamento della basetta prevede ancora il montaggio delle mollette elicoidali *(fig. 3)*, i cinque deviatori a levetta, la presa jack che fa capo al D8 in precedenza lasciato libero, il commutatore a quattro posizioni che sceglie il programma, ed infine l'IC.

Per quest'ultimo, come abbiamo detto, si può procedere alla connessione diretta, con i «pin» saldati, o predisporre la piedinatura Molex, ma in tutti i casi è necessario *star bene attenti al verso di inserzione* stabilito dalla tacca dell'involucro.

Dopo aver riscontrato attentamente il lavoro eseguito, con la rilettura di tutti i valori, il controllo delle polarità, la verifica dei terminali dei transistori, l'esame delle saldature, l'apparecchio può essere collaudato, preparandolo come si vede nella *figura 5*.

I deviatori, da S3 ed S8 in un primo momento saranno tutti slittati a destra, e si ruoterà in senso antiorario il nucleo di L2 sino a portarlo a contatto dello schermo, poi lo si regolerà in senso orario per due giri completi. Il nucleo di L1 sarà posizionato in modo che sporga di circa 0,5 mm verso C4.

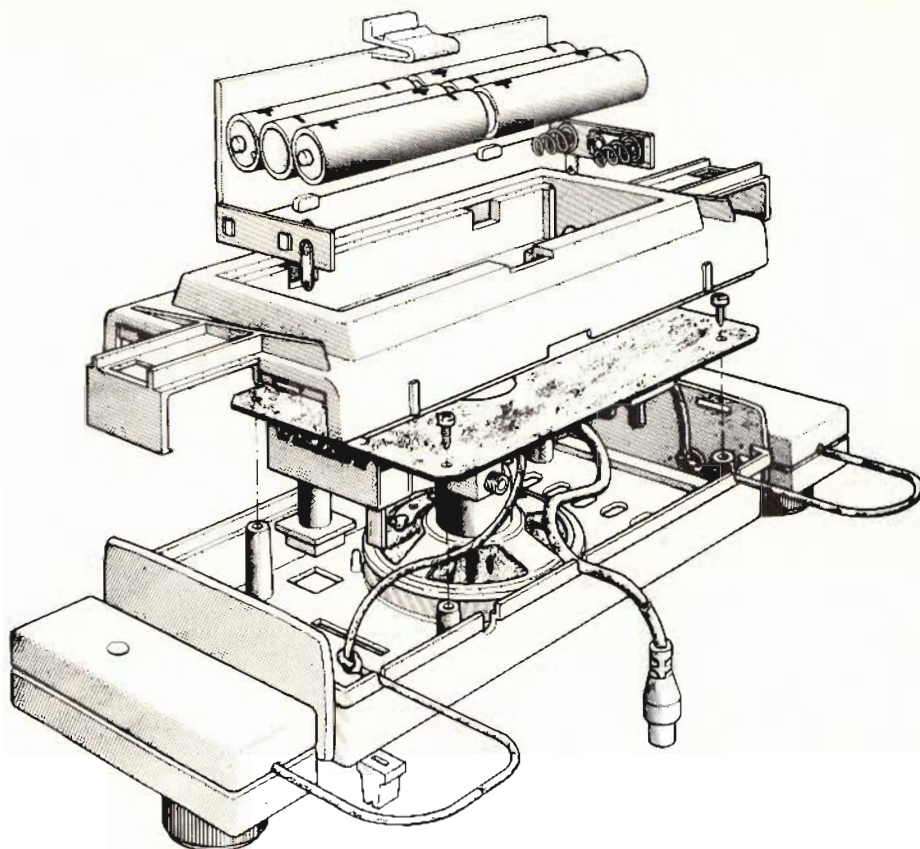



Fig. 5 - Assemblaggio finale dell'apparecchio.

Data tensione, un primo sintomo di corretto funzionamento, sarà il suono delle «battute» emesso dall'altoparlante. Dopo aver connesso il cavo di uscita ad un televisore, ed aver acceso quest'ultimo attendendo il tempo necessario per il riscaldamento, si regolerà la sintonia per «cercare» il segnale emesso dal TV-Games. Raggiunto l'accordo, se le linee di delimitazione del campo appaiono poco stabili, occorre ritoccare il nucleo di L2. Possedendo il frequenzimetro, il lavoro di messa a punto potrà essere più accurato: collegandolo all'emettitore di TR1, si potrà ruotare il nucleo del clock sino a leggere esattamente la frequenza di 2,012 MHz, e spostandolo all'uscita si potrà regolare L1 sino a che il segnale non sia esattamente di 62,25 MHz. Comunque, con un poco di pazienza in più, anche l'allineamento sperimentale è perfettamente fattibile. Quando lo si è raggiunto, i nuclei di L1 ed L2 saranno bloccati con due gocce di cera.

Il collaudo terminerà provando i diversi giochi in successione, e le varianti (velocità della «palla», racchette, angoli, servizio).

Se una funzione mancasse, certamente si avrebbe un falso contatto, una saldatura fredda, un interruttore staccato.

L'apparecchio non necessita di manutenzione periodica; deve funzionare sempre bene, senza incertezze, se non lo si fa cadere, non lo si espone ad un calore eccessivo, non lo si maltratta. La tabella 1 mostra gli inconvenienti che si possono verificare nel tempo per cause comuni.

TAB. 1 — INCONVENIENTI POSSIBILI

SINTOMO	RIMEDIO
Immagine debole o disturbata sullo schermo	TV Batteria non correttamente montata, commutatore dei giochi non correttamente posizionato, cavo VHF non correttamente inserito nella presa del televisore
Campo di gioco distorto od instabile	Sintonizzare meglio il televisore.

Se le batterie hanno una tensione troppo bassa il funzionamento può essere instabile: Sostituire le batterie con altre nuove!

SHIFT KEY
PER FREQUENZE AUDIO

di GLORIANO ROSSI I2KH

Si è riscontrato che l'uso dell'AFSK è più comodo sia per le emissioni in HF che per le frequenze VHF od oltre.

Nei più moderni demodulatori quali ad esempio gli ST5 nonché i più completi ST6 sono previsti degli alloggiamenti con i relativi contatti per le schede di AFSK.

Tutti i demodulatori hanno una uscita che prevede il pilotaggio di un trasmettitore con il sistema dell'FSK.

Questo sistema obbliga l'operatore a «manomettere» il proprio trasmettitore inserendovi un circuitino, che spesso viene suggerito dalla casa costruttrice stessa, come ad esempio i Drake, che permette di ottenere lo spostamento di frequenza di emissione sufficiente a generare il segnale RTTY.

L'AFSK sopprime questo fatto e permette l'uso in trasmissione del mezzo di comunicazione quale è la telescrivente su qualsiasi frequenza e in qualsiasi modo di emissione normalmente usato per la fonia.

La ricezione di un segnale RTTY è basata dalla successione di due note ben distinte e da una particolare frequenza ciascuna, una delle quali è variabile in dipendenza dello shift che viene usato.

La prima nota è sempre di 2125 mentre la seconda può essere 2975 se lo shift (spostamento) sarà quello di 850 Hz, 2295 se lo spostamento richiesto sarà quello di

FSK Frequency shift key manipolazione e spostamento di frequenza.

AFSK Audio frequency shift key manipolazione spostamento di audio frequenza.

170 Hz; naturalmente vengono usati anche altri tipi di spostamento di frequenza, ma nominalmente è sempre quella seconda nota che cambia di valore.

Con l'uso in trasmissione dello FSK, è il ricevitore che crea quelle due note necessarie per il perfetto funzionamento del demodulatore, in conseguenza della telescrivente stessa sia che essa possa essere meccanica che elettrica.

Il trasmettitore genera quindi una portante non modulata su di una determinata frequenza che per mezzo dell'informazione fornitaci dal circuito di FSK, costituita da una tensione positiva o negativa a secondo se è presente una situazione di Mark o di Space, sposta la portante citata su di un'altra frequenza prossima alla prima.

La tensione fornitaci dal circuito che provvede allo spostamento di frequenze di trasmissione.

Il «nocciolo» di questo circuitino

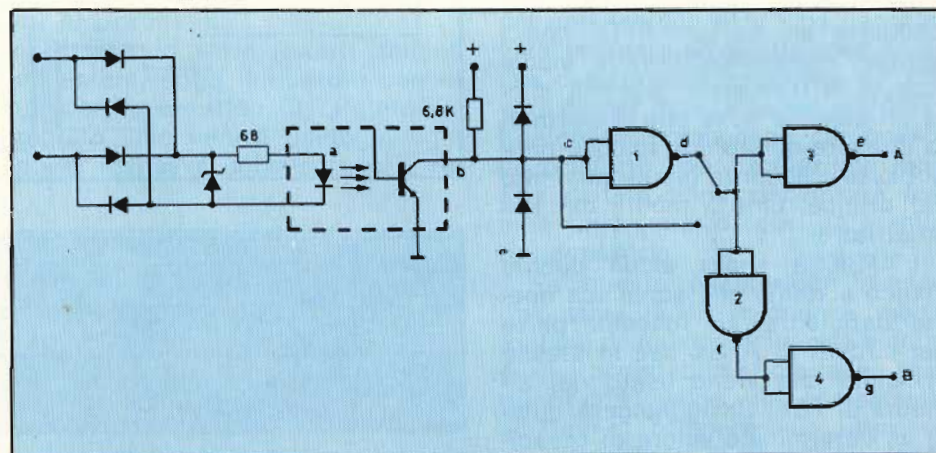



Fig. 1 - Parte dello schema elettrico riguardante la zona di decisione del circuito di AFSK. La parte tratteggiata dovrà essere costituita da una camera stagna alla luce in quanto nessun agente esterno dovrà disturbare il funzionamento del fototransistore che sarà influenzato esclusivamente dal diodo emettitore di luce (LED).

è costituito da un componente di facilissima reperibilità: un diodo varicap; questo diodo viene usato comunemente nei circuiti di sintonia nonché nei modulatori di trasmettitori in FM ecc....

Nel nostro caso il diodo varicap ha la prerogativa di funzionare come condensatore con capacità molto bassa quando viene opportunamente polarizzato, ed è appunto questa capacità che viene posta in parallelo ad uno, e quindi andrà a sommarsi alla capacità di un condensatore variabile che nominalmente ha la funzione di sintonia del VFO di un trasmettitore o ricetrasmettitore.

Le polarizzazioni sequenziali in un tempo predestinato porteranno a variazioni sequenziali della capacità totale del condensatore variabile del VFO e quindi a spostamenti sempre sequenziali della frequenza di trasmissione (SHIFT).

Quanto maggiore sarà la capacità posta in parallelo al condensatore variabile tanto maggiore risulterà lo spostamento della emissione del trasmettitore e quindi dello shift della emissione in telescrivente.

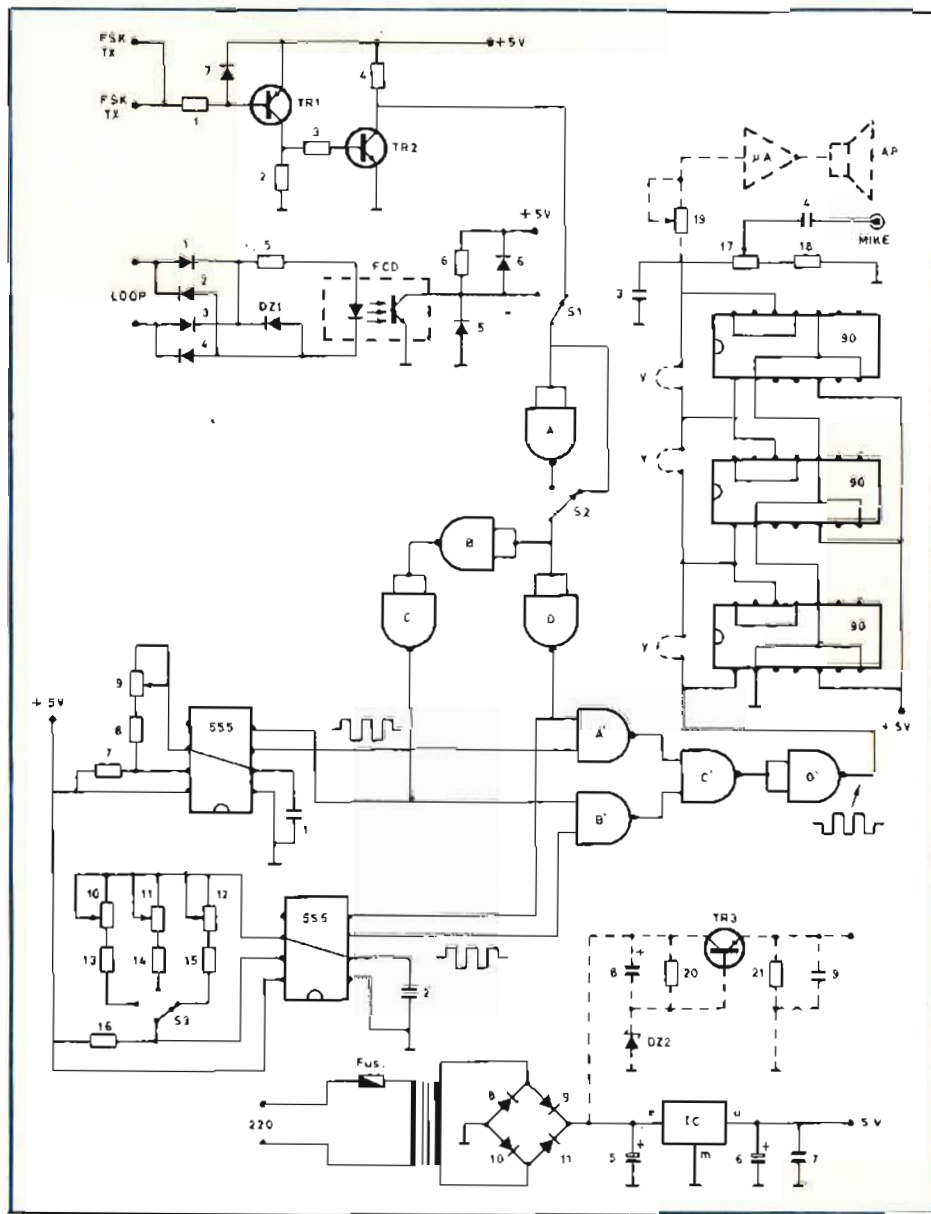
Al ricevitore rimarrà il compito di tradurre questi spostamenti di frequenza di emissione nelle due note di bassa frequenza utili ed indispensabili per il nostro demodulatore per RTTY.

E' quindi obbligatorio l'uso di un ricevitore atto a ricevere le emissioni in CW e quindi sia provvisto di BFO (Bit Frequency Oscillator), quel circuito cioé che ci permette di ascoltare le emissioni specificate.

L'emissione, quindi, in FSK non permette un traffico RTTY con i normali ricetrasmettitori in modulazione di frequenza; occorre allora un qualche cosa che ci permetta di avere quelle due famose note di bassa frequenza già al momento dell'origine, cioé a monte del trasmettitore.

L'AFSK è senza alcun dubbio l'unico sistema che supplisce questa deficienza. La maggior parte dei circuiti di AFSK usa lo stesso principio che viene usato nel sistema di FSK. Si aggiungerà quindi un determinato valore di capacità ad un altro preesistente nel circuito oscillante di volta in volta quando quest'ultimo deve modificare la sua frequenza di oscillazione (prima nota) in un'altra di nuovo determinato valore (seconda nota).

Riporto in questo articolo vari circuiti elettrici di AFSK tratti da riviste e pubblicazioni nonché da manuali nazionali ed internazionali specializzate in RTTY; fra questi schemi viene riportato anche quello adottato dall'HALL Communication che fra tutti gli AFSK è forse uno dei migliori.

Sia i circuiti a valvola, usati comunemente negli ormai famosi TTL2, che tutti gli altri a transistori sfruttano, come ho già avuto modo di dire, il concetto di somma

stato LOOP	a	b	c	d	e = A	f	g = B
SI	luce	conduz.	L	H	L	L	H
NO	non luce	non conduz.	H	L	H	H	L

L = Low = livello basso **H = high = livello alto**

Fig. 2 - Guardando la figura 1 e facendo riferimento al grafico di questa si possono seguire tutti i vari stati logici della prima parte del circuito di AFSK.

di un determinato valore di capacità, traduce l'oscillazione iniziale in un'altra di nuovo determinato valore. Tengo a precisare un'ulteriore volta che questa oscillazione rimane sempre nel campo delle basse frequenze.

Negli ultimi tempi, con l'uso sempre più frequente della tecnica digitale, si è provato e studiato il modo di sfruttare questa tecnica anche per i circuiti Audio Frequency Shift Key.

Queste prove hanno dimostrato che tale applicazione porta una precisione di gran lunga superiore rispetto a quella ottenuta con i precedenti circuiti.

Anche su due riviste italiane sono stati presentati chemi che sfruttano le funzioni degli integrati della serie TTL, (transistors- transistors-logic). Il primo è frutto dello studio di un radioamatore italiano, e con più precisione di Roma, mentre il secondo è la presentazione e traduzione di un articolo di un noto sperimentatore americano.

Pur essendo diversi nello schema, i due circuiti sfruttano le frequenze di oscillazione di alcuni cristalli di quarzo che opportunamente vengono portate ai valori utili alla trasmissione in RTTY.

Hanno quindi ambedue il pregio della precisione di quei valori di Mark e di Space, e sono quindi oltremodo più attendibili di qualsiasi altro schema precedente. Al tempo stesso, questi due schemi, presentano un difetto comune abbastanza grave, la difficoltà nel ritrovamento dei quarzi di opportuna frequenza.

Viene fatto notare che tali valori sono reperibili sul mercato Surplus, cosa di cui io dubito fortemente in quanto solo pochi sono stati quelli che hanno potuto gloriarsi di tale ritrovamento.

Cosa fare quindi in caso contrario? Per tutti gli altri si consiglia di effettuare una ordinazione presso uno dei molti laboratori attrezzati per la costruzione di cristalli su misura, la qual'cosa presenta un unico difetto, senza contare il tempo che intercorre fra l'ordine e la consegna, quello del prezzo che in conseguenza al fatto dei pezzi unici si aggira da un minimo di seimila lire ad un massimo di diecimila lire per ogni quarzo. Abbiamo quindi una spesa media per i soli cristalli di quarzo che si aggira in-

a	b	c	
L	L	H	caso 1
H	L	H	caso 2
L	H	H	caso 3
H	H	L	caso 4

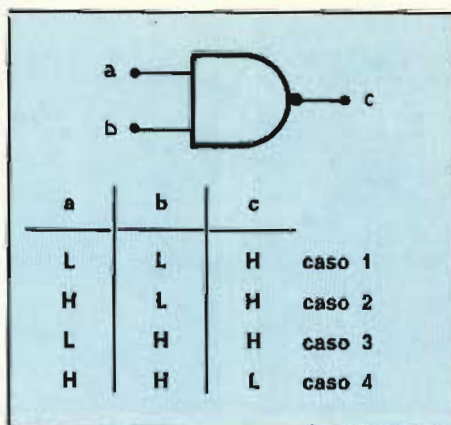



Fig. 3 - Ecco la classica tabellina delle verità di una porta di un 7400.

torno alle ventiduemila cinquecento lire, tenendo conto della spesa unitaria media di settemila cinquecento lire moltiplicato per tre quarzi necessari per avere almeno due shift, il primo a 170 Hz ed il secondo 850 Hz.

Terminato il prototipo frutto della fusione dei due schemi poco fa citati ho voluto rivoluzionare questo nuovo tipo di AFSK.

Questa rivoluzione doveva però tenere sempre conto della precisione, dell'uso degli integrati della serieTTL e della semplicità del montaggio. Occorreva innanzittutto abolire quei costosi cristalli di quarzo e qui quindi nasceva, da questa elisione, il problema della frequenza di oscillazione.

In primo tempo l'oscillazione poteva essere fornita da un normale circuito oscillatore di BF a sfasamento od altro consimile, ma entrava in campo la difficoltà, non poco importante, di una perfetta taratura e collateralmente della mancanza di quella stabilità che mi ero prefisso.

Sfogliando varie riviste italiane ed estere, notai il ripetuto uso di un particolare tipo di circuito integrato, che veniva usato in ogni dove; mancava solamente che venisse usato per friggere le uova e poi faceva proprio tutto. Perché quindi non poteva fare al caso mio?

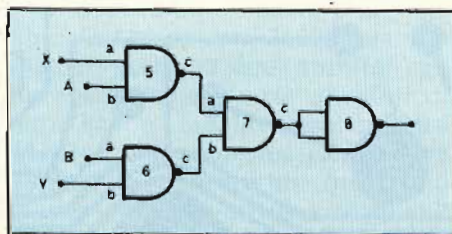



Fig. 4 - Seconda parte del circuito di AFSK riferentesi alla zona di decisione di passaggio della frequenza X oppure della frequenza Y.

Il circuito che mi interessava era riportato su una rivista americana che descriveva, in un interessantissimo articolo, l'NE555 e ne suggeriva sommariamente alcuni schemi applicativi fra i quali quello che più o meno si confaceva alle mie esigenze.

Il circuito scelto poteva essere variato nei valori di certi componenti con conseguente variazione della frequenza di oscillazione.

Riuscendo a trovare dei NE555 selezionati o di qualità nettamente superiore alla norma è possibile raggiungere con le stesse caratteristiche di stabilità frequenze veramente molto elevate, fino all'ordine dei megaherz.

Per questa ragione il circuito stampato che presenterò più avanti nel medesimo articolo prevede l'uso dei divisori per dieci fino ad un numero totale di tre; ad ogni uscita dei 7490, notissimo circuito integrato della serie TTL, è prevista una uscita che pur essendo collegata al divisore successivo ha anche una «piazzolina» che eventualmente viene usata come uscita definitiva.

2125 Hz è una delle frequenze da ottenere e quindi scegliendo gli opportuni valori dei componenti, possiamo far oscillare l'NE555 sui 21,25 kHz oppure sui 212,5 kHz nonché sui 2,125 MHz, useremo quindi un solo 7490 nel primo caso, due nel secondo oppure tre divisori nel terzo caso. La frequenza di oscillazione iniziale è subordinata ad una semplice prova di stabilità, dato il fatto che, come dice il foglio dei dati tecnici, il 555 ha una elevata costanza di oscillazione su di una determinata frequenza. Si proverà quindi ad accoppiare all'NE555 i valori dei componenti che possono produrre una oscillazione molto elevata e quindi riscontrare, tramite un frequenzimetro, la stabilità necessaria.

Se questa oscillazione avesse una stabilità in frequenza molto lontana da quella desiderata e quindi non accettabile si dovranno scegliere altri valori dei componenti al fine di ottenere una ulteriore oscillazione di valore dieci volte inferiore a quella della precedente prova.

Tengo a precisare che la stabi-

PRIMA IPOTESI

A = H e B = L

(a6 = L) [(b6 = H ~ L) = Y] = (c6 = H)

[(a5 = H) (b5 = H)] = (c5 = L) caso 4 } $\Sigma = \overline{X}$
[(a5 = L) (b5 = H)] = (c5 = H) caso 2

[(a7 = H) (b7 = H)] = (c7 = L) caso 4 } $\Sigma = X$
[(a7 = L) (b7 = H)] = (c7 = H) caso 2

input 8 = X output 8 = $\overline{X}$

Fig. 5 - Prima ipotesi citata nell'articolo quando cioè dovrà passare solamente la frequenza X. Il fatto che la risultante possa essere X o X non è rilevante.

SECONDA IPOTESI

A = L e B = H

[(a5 = H L) = X] (b5 = L) = (c5 = H)

[(a6 = H) (b6 = H)] = (c6 = L) caso 4 } $\Sigma = \overline{Y}$
[(a6 = H) (b6 = L)] = (c6 = H) caso 1

[(a7 = H) (b7 = H)] = (c7 = L) caso 4 } $\Sigma = Y$
[(a7 = H) (b7 = L)] = (c7 = H) caso 1

input 8 = Y output 8 = $\overline{Y}$

Fig. 6 - Seconda ipotesi citata nell'articolo quando cioè dovrà passare la sola frequenza Y. Vale la stessa nota di figura 5 riguardo alla risultante Y o Y.

lità della frequenza risultante da tutto il ciruito AFSK potrà avere una tolleranza che potrà variare fino ad un massimo di più o meno due o tre herz.

Forti di questo potremo far oscillare l'NE555 con una tolleranza di due o tremila herz su di una frequenza di 2125 kHz.

Al solo titolo informativo riferirò che tra le varie prove che ho effettuato ho riconosciuto che le frequenze in cui si poteva avere una stabilità migliore erano quelle risultanti dalla moltiplicazione della frequenza risultante per dieci o per cento.

Un NE555 verrà fatto oscillare sulla frequenza atta ad ottenere il risultato finale di 2125 Hz, mentre il secondo integrato potrà avere la possibilità di una scelta tramite un commutatore al fine di ottenere una risultante di 2295 Hz per lo shift a 170 Hz, di 2675 Hz per i 450 Hz di spostamento e 2975 Hz per gli 850 Hz.

Il commutatore in questione potrà variare solo i condensatori se questi avranno un valore di resistenza le determinate frequenze che sono necessarie per i vari shift, altrimenti si dovrà commutare anche dei piccoli trimmerini che verranno accoppiati ai condensatori relativi al fine che ognuno di questi possa essere tarato opportunamente.

Prima di esaminare i circuiti di elaborazione voglio descrivere i due circuiti d'entrata. Forse molti lettori si chiederanno il perché ho voluto fondere nello schema due stadi di entrata. In realtà non esiste una ragione particolare, ma ho ritenuto validi entrambi i sistemi, nonché interessanti per lo sperimentatore.

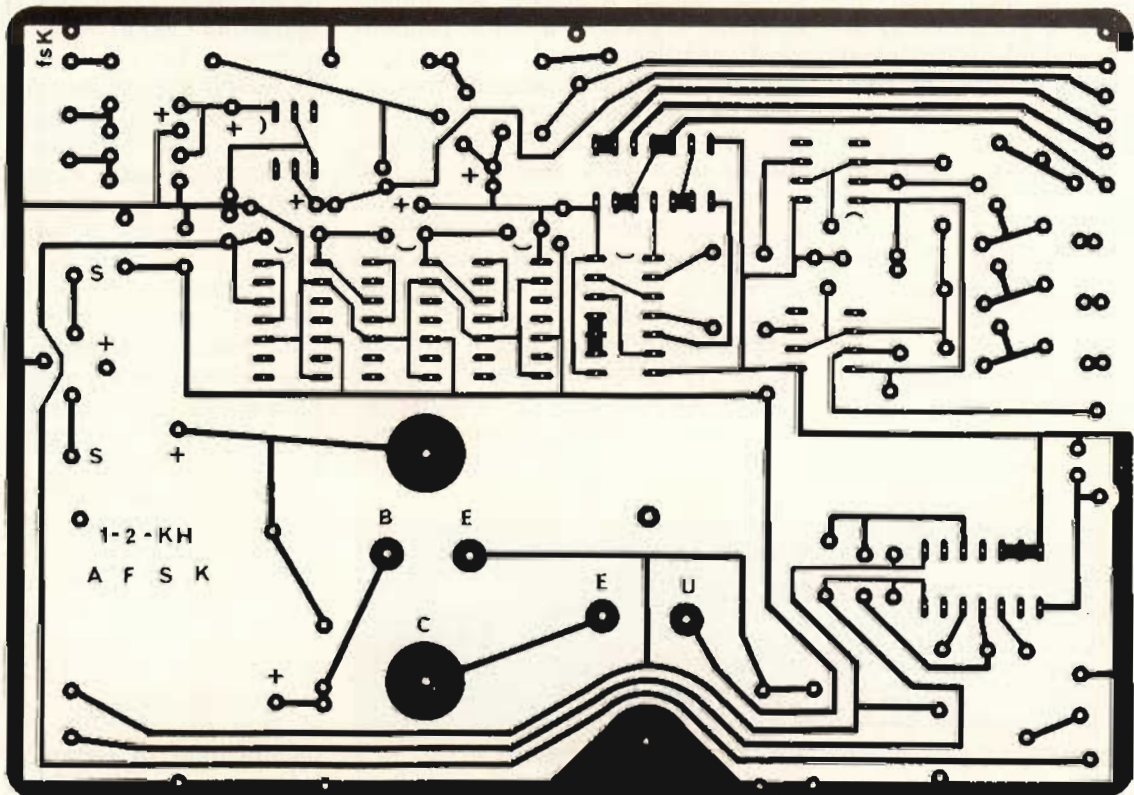



Fig. 7

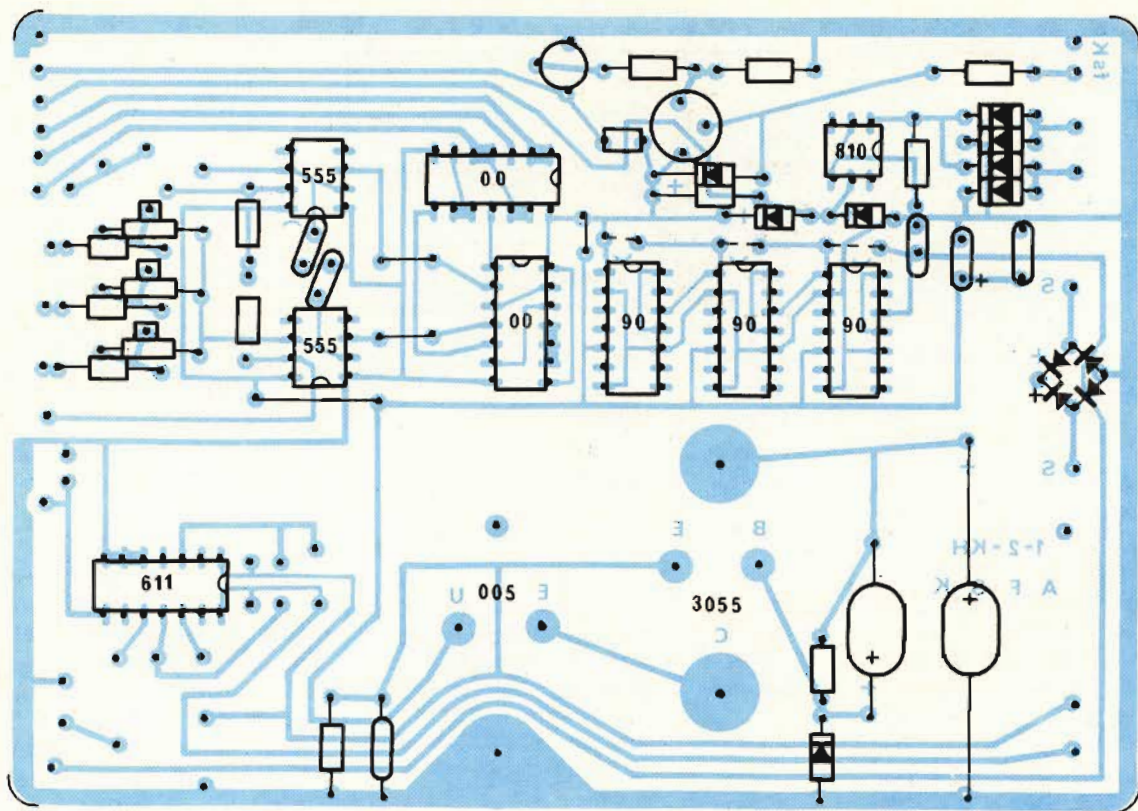



Fig. 8

Il primo dei due circuiti di entrata è quello che prevede il suo ingresso collegato in serie al LOOP di tensione che è abbinato alla macchina scrivente ed al demodulatore. I quattro diodi posti a ponte permettono una entrata indifferente a qualsiasi polarizzazione, positivo e negativo oppure negativo e positivo.

Un diodo zener di determinato valore limita la tensione ad un voltaggio desiderato affinché con una resistenza sia possibile l'accensione di un ulteriore diodo, che si chiamerà questa volta LED; ma forse è più corretto dire che il circuito zener-resistenza-led è posto in maniera tale che l'ultimo componente abbia per la sua accensione i venti millampere necessari per la sua massima luminosità.

Il diodo LED acceso sensibilizza (polarizza la base) del fototransistore, il quale agirà da transistore.

Luce o non luce, collettore del fototransistore posto a livello di massa, quindi collettore a livello basso oppure a livello alto. Un risultato uguale potrà essere ottenuto dal secondo circuito di entrata che verrà collegato, al contrario del primo, all'uscita del demodulatore chiamata FSK.

Questa uscita prevede una bassa tensione negativa o una bassa tensione positiva che nel nostro circuito va a polarizzare il primo transistore in esame il quale a sua volta piloterà il secondo semiconduttore che avrà in conseguenza il suo collettore a livello basso oppure a livello alto in dipendenza della polarità della tensione in entrata (FSK).

Il problema che ora si presenta è costituito dalla necessità di avere due informazioni nel medesimo tempo generate da una situazione che abbiamo all'uscita dei circuiti di entrata.

Con il solo uso di un integrato 7400 è possibile risolvere il quesito; infatti in un 7400 esistono quattro porte a due entrate con una uscita che inverte gli stati di ingresso, o meglio dire quattro NAND a due entrate. Collegando insieme le due entrate otterremo un semplice invertitore e quindi potrà accadere che *(figura 1)*:

A entrata (1) a livello basso su 2 esisterà un livello alto e quindi su 3 tornerà ad essere presente un livello basso, mentre su 5 esisterà uno stato alto dato che su 4 è presente un livello basso.

La medesima meccanica di ragionamento vale se in entrata, punto loop, è presente uno stato alto e quindi in conseguenza tutti gli altri punti risulteranno invertiti. Ma vediamo per esemplificare la prima tabella della verità *(figura 2)*.

Implicitamente viene spiegato in questa tabellina la precisa funzione del commutatore od interruttore che ho chiamato «S2».

Questo interruttore ci permette di scegliere una uscita con il sistema «Normal» oppure in «Reverse», fatto che non esiste in nessun altro tipo di AFSK.

L'utilità di questo interruttore si farà palese, e sarà molto valido il fatto conseguente, quando si dovrà trasmettere sulle frequenze decametriche dove in alcune bande si usa il sistema «Normal» mentre in altre il sistema «Reverse».

Esaminiamo ora il «cuore» del nostro AFSK.

Questo è costituito da un secondo 7400 che è pilotato dalle due informazioni **A** e **B**. Ricordiamoci la tabellina della verità di una por-

ELENCO COMPONENTI

R1	= 22 kΩ		C2	= 10 nF
R2	= 1 kΩ		C3	= 10 nF
R3	= 1.5 kΩ		C4	= 10 nF
R4	= 1 kΩ		D1	= 4007 (4005-4004-4003-4002-4001)
R5	= 68 Ω		D5	= 1N914 o similari
R6	= 10 kΩ		TR1	= qualsiasi NPN da comm.
R7	= 47 kΩ		TR2	= qualsiasi PNP da comm.
R8	= 33 kΩ		2 NE555	= di qualsiasi casa costrutt.
R9 R10 R11 R12	= Trimmer semifissi da 10 kΩ		ABCD	= 7400
			A'B'C'D'	= 7400
			3 90	= 7490
R13	= 27 kΩ (per lo shift a 170)		1 FDC	= FCD810
			Y	= ponticelli (vedi testo)
R14	= 10/27 kΩ (vedi testo)		μA	= qualsiasi sistema di amplificazione (obzionale)
R15	= 10 kΩ (per lo shift a 850)		AP	= altoparlante adeguato al sistema di amplificazione
R16	= 47 kΩ			
R17	= 100 kΩ potenz. lineare		S1	= Deviatore una via e due posizioni (a levetta)
R18	= 1 kΩ			
R19	= 100 kΩ potenziometro lineare (obizionale)		S2	= Deviatore una via e due posizioni (a levetta)
C1	= 10 nF		S3	= Deviatore una via e tre posizioni (a levetta)

ta NAND che riporto in *figura 3.*

Seguendo la *figura 4*, consideriamo come esempio il caso in cui **A** sia uguale ad uno stato alto e quindi in conseguenza **B** sarà basso; avremo innanzittutto una entrata della porta n. 6 sempre a livello basso (L) quindi questa sarà sempre in una condizione tipo il caso 1 o il caso 2 oppure il caso 3 e mai in condizione del caso 4.

Collateralmente la porta 5 avrà sempre una entrata a livello alto (H) e quindi potrà presentarsi nella condizione tipo il caso 2 oppure il caso 4, quindi la sua uscita sarà in condizione H o L a secondo del livello della entrata «a»; ma a questa entrata è presente l'oscillazione «X» che ha una forma d'onda quadra e quindi avrà una successione di livelli bassi ed alti, allora avremo alla uscita della porta in esame (5) un segnale uguale ad «X». Ma l'uscita della porta 5 è collegata ad una entrata della porta 7 ed in egual modo anche l'uscita della porta 6 è collegata direttamente alla altra entrata della porta 7.

Abbiamo detto che l'uscita di 6 è a livello alto (H) mentre l'uscita di 5 presenta un segnale uguale ad «X», avremo quindi una situazione identica a quella descritta in precedenza con la porta 5.

Allora all'uscita della porta 7 sarà presente un segnale che sarà uguale ad «X».

La porta 8 con le sue due entrate in cortocircuito fra di loro non sarebbe strettamente necessaria, ma dato che c'é e risulterebbe altrimenti utilizzata ho pensato inutile non usufruire di una ulteriore separazione del segnale. In conseguenza di questa utilizzazione il segnale «X» alla uscita dell'ultima porta 8.

Vediamo ora di riassumere questi concetti, con la *figura 5* e *6*, esaminando i due soli casi possibili.

A questo punto segue lo stadio che comprende uno o più, fino ad un massimo di tre 7490, i noti divisori della serie della logica TTL, comunemente usati per dividere una frequenza per dieci. Anche nel nostro caso ho predisposto i divisori 7490 in modo che divenissero la frequenza in entrata per dieci.

Qui arrivati abbiamo l'informazione desiderata che verrà collegata direttamente al posto del microfono e dosata tramite un potenziometro che possibilmente, ma non obbligatoriamente, potrà essere lineare. Le frequenze risultanti (X e Y) andranno a pilotare uno stadio amplificatore di bassa frequenza in maniera tale che si possa avere a mò di monitor, il segnale in un altoparlantino.

Un normale alimentatore provvisto di integrato stabilizzatore tipo LØØ5 provvede a fornire la necessaria tensione di 5,1 V per i circuiti integrati della serie TTL. I due NE555 funzioneranno egregiamente con tensioni che possono variare dai 4/5 V ai 15/18 V ed oltre.

Penso di aver terminato la lezione teorica di questo «minielaboratore», e tale vocabolo non si può considerare improprio dato che in questo caso l'AFSK ora studiato provvede da solo ad elaborare una tensione che costituisce l'informazione in entrata a trasformarla in una risultante utile per il normale traffico in RTTY.

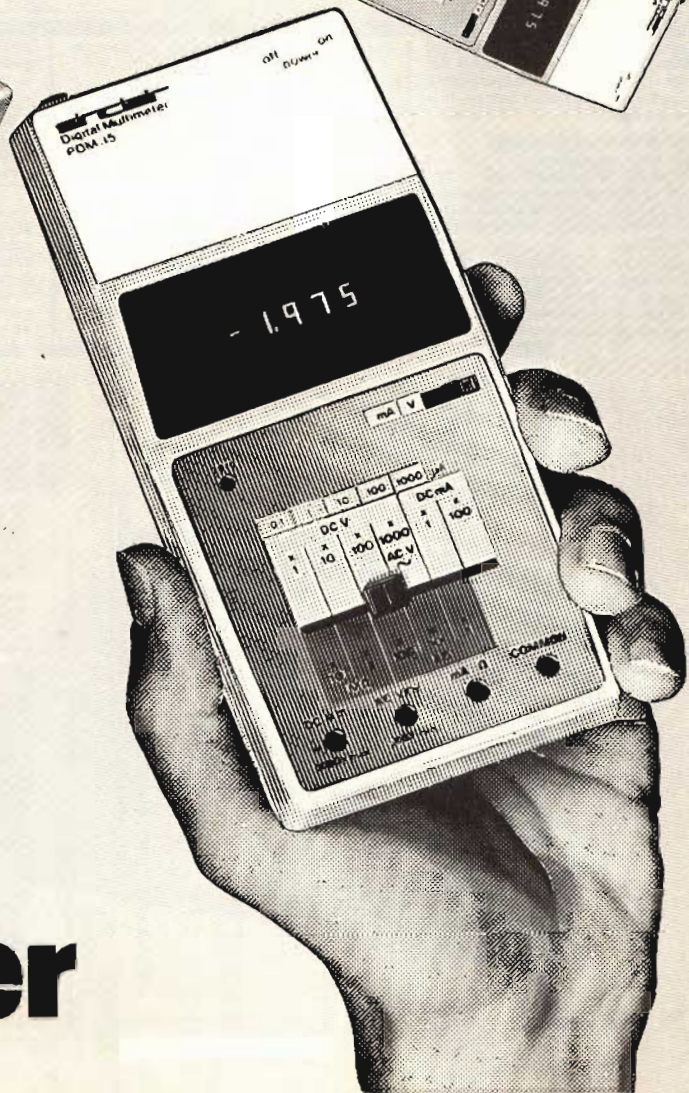
NOTE COSTRUTTIVE

Abbiamo visto come funziona sommariamente il nostro prototipo di AFSK. Veniamo ora alla descrizione della parte pratica che ci permette di costruire il nostro piccolo aggeggio elettronico che vediamo raffigurato nello schema elettrico di *figura 1.*

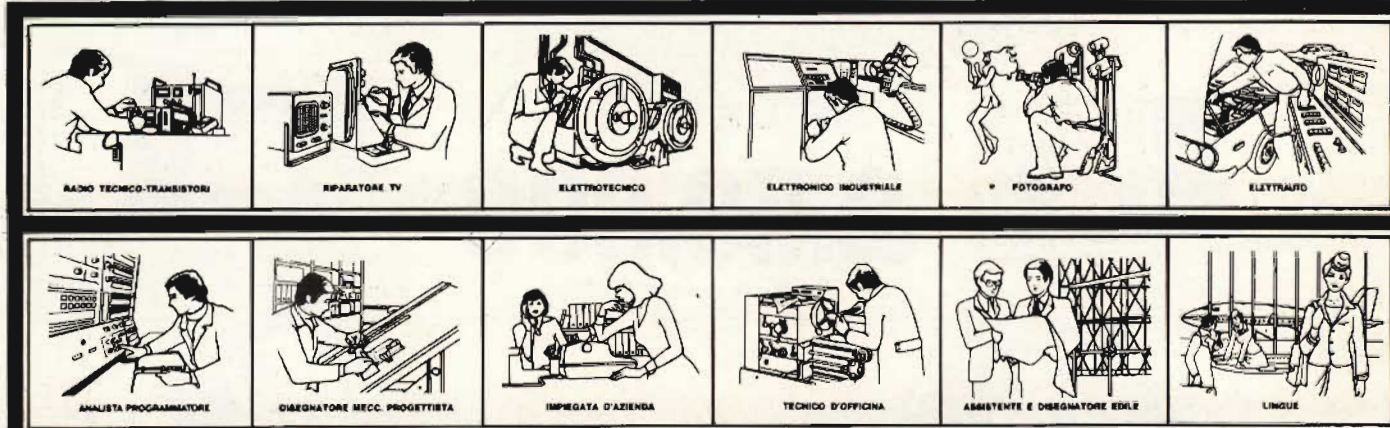
Durante gli esperimenti che ho effettuato ho provato ad eseguire due diversi tipi di montaggi. Il primo consisteva in un unico circuito stampato che comprendeva anche la parte di alimentazione, mentre nella seconda realizzazione ho previsto ben tre basette di vetronite opportunamente intercollegate fra di loro.

Perché ho visto la necessità di queste due esecuzioni?

Le due ragioni, o meglio la ragione, è molto semplice ed è spiegata dal solo motivo esistente. Molti sono i tipi di demodulatori per telescriventi e quindi sono moltissimi i modi di collegare un circuito AFSK, sempre dal lato pratico. Quindi è possibile che sia necessario avere questo circuito all'interno del CU stesso, oppure può essere impossibile questo tipo di cablaggio e quindi è necessario costruire l'AFSK come apparato a se stante, e quindi può essere indispensabile corredare il nostro circuito dell'alimentazione sia a 12 V che quello a 5 V.

£.59.800
+ IVA
sinclair
PDM 35
Digital
Multimeter
Digital Multimeter
PDM 35
- 1.975

300.000 GIOVANI IN EUROPA SI SONO SPECIALIZZATI CON I NOSTRI CORSI

Certo, sono molti. Molti perchè il metodo della Scuola Radio Elettra è il più facile e comodo. Molti perchè la Scuola Radio Elettra è la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza.

Anche Voi potete specializzarvi ed aprirvi la strada verso un lavoro sicuro imparando una di queste professioni:

Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra, la più grande Organizzazione di Studi per Corrispondenza in Europa, ve le insegna con i suoi

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE.

Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatela senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/368
10126 Torino

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.**
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

368

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:
NOME
COGNOME
PROFESSIONE ETÀ
VIA N.
COMUNE
COD. POST. PROV.
MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐ PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

LA VIDEOREGISTRAZIONE

di T. LACCHINI

Registrare immagini video, rilevate da una telecamera o da un televisore, su nastro magnetico, è diventato usuale. In America e in Giappone sono stati venduti milioni di esemplari di registratori anche per uso domestico.

In Italia viene largamente impiegata in campo professionale e dilettantistico: vi è la tendenza a sostituire le normali cineprese con telecamere e registratori video, che offrono il vantaggio di una facile ripresa, buona definizione d'immagine, immediata possibilità di riproduzione, possibilità di cancellazione e ripetizione della ripresa.

Se in campo domestico questo apparato non ha ancora ottenuto il dovuto riconoscimento, ciò è dovuto, in buona parte, alla scarsa conoscenza dei registratori TV, che i più suppongono molto complessi e di difficile manovra.

Tuttavia l'avvento della televisione a colori ha risvegliato in noi il desiderio di poter registrare e rivedere i programmi più interessanti e piacevoli. Ci proponiamo quindi, in questo breve articolo, di illustrare il funzionamento di registratori in banda video.

E' noto che i registratori audio devono riprodurre una banda di frequenze di 15 kHz e solo in casi particolari 20 kHz, mentre i registratori di immagini devono poter riprodurre la banda passante video, che è di 6 MHz, e per una maggior definizione fino a 10 MHz. Appare subito evidente che la registrazione di una così larga banda di segnali, ha posto i progettisti di fronte a gravi problemi tecnici, essendo noto che la registrazione di un maggior numero di frequenze comporta un maggior scorrimento del nastro nello stesso periodo di tempo.

In pratica questo non era realizzabile con i sistemi usuali.

La soluzione alla registrazione di banda video su nastro magnetico si è resa possibile grazie ad una spazzolatura trasversale del nastro, fatta da una o più testine magnetiche mobili.

Questa procedura aumenta la velocità relativa dello spazzolamento del nastro magnetico da parte della testina e, conseguentemente, rende possibile la registrazione della banda video.

Con questo accorgimento, la velocità di defilamento, in apparati commerciali, conserva lo stesso numero di giri di quello dei comuni magnetofoni che è di 6,56 cm/sec, pari ad una velocità relativa che va da 4 a 8 m/ al minuto.

In realtà, nei registratori video commerciali, questo spazzolamento non è trasversale, ma obliquo. La testina magnetica scorre con il lato attivo su di una fessura praticata alla periferia di un tamburo rotante. Il nastro magnetico che contorna questo tamburo, risulta leggermente inclinato, in funzione alla registrazione obliqua. Il diametro del tamburo è di alcune de-

Una delle più moderne apparecchiature per la registrazione delle immagini su nastro, è il modello Betamax della Sony.

cine di millimetri che, secondo i modelli possono essere 62, 72, o più correntemente 105 mm.

La velocità d'impulsi della testina (o delle testine) video è di 1500 giri/secondo.

I nastri magnetici di comune impiego, hanno una larghezza di 1/2 pollice (12,65 mm), mentre la larghezza occupata dalla registrazione video (pista video), è di qualche decina di micron (da 30 a 100 μm).

Numerose tecniche sono state adottate per l'arrotolamento del nastro sul tamburo.

Una prima tecnica viene chiamata «Alpha», in analogia alla lettera greca, per la forma assunta dal nastro che avvolge completamente il tamburo per tutti i 360°, come illustrato in *figura 1a*.

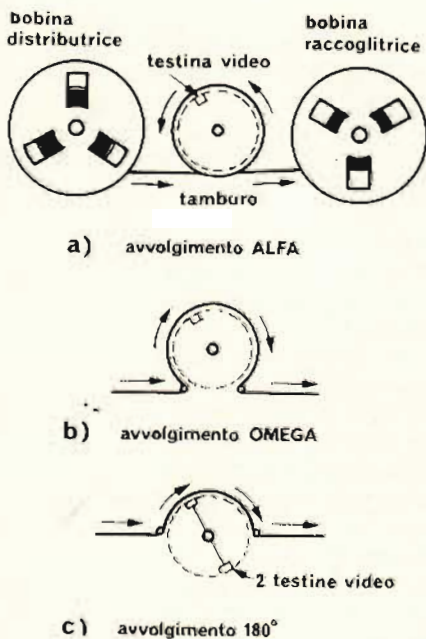



Fig. 1 - Sistemi d'avvolgimento del nastro sul tamburo A) avvolgimento «alpha» B) avvolgimento «omega» C) avvolgimento a 180°.

Una seconda tecnica (*fig. 1b*), consiste nel circondare il tamburo con il nastro magnetico per 270° circa. In questo modo il nastro assume la forma delle lettera «omega Ω», da cui il sistema prende nome.

Simile al precedente è il sistema in cui il nastro circonda la testina per soli 180°, chiamato ad «U» (*figura 1c*).

Questi ultimi sistemi, costituiscono una semplificazione al sistema di caricamento del registratore; infatti in questo caso, il tamburo non viene a trovarsi completamente avvolto dal nastro come con il sistema «Alpha».

Per le video cassette, vengono quindi usati sistemi di parziale avvolgimento della testina (sistemi «omega o U»), ed il tamburo è dotato di due testine che su 180° svolgono l'azione di una su 360°.

La registrazione di un'immagine televisiva necessita ovviamente di altri segnali, quali la registrazione dell'audio e quella dei sincronismi.

Nella registrazione di frequenze TV su di un nastro magnetico, si notano quindi tre piste: quella per la banda passante video, quella per il suono e quella dei sincronismi.

Quest'ultimo segnale assolve un compito molto importante nella riproduzione delle immagini; esso ha infatti il compito di assicurare i sincronismi, rimediando alle differenti velocità del motore e del nastro magnetico.

Impiego della modulazione di frequenza

Nei normali magnetofoni viene sovrapposta, al segnale audio, una tensione HF. Questa tensione ha la frequenza 4 o 5 volte superiore alla frequenza massima della banda passante audio in ingresso. Ciò non è possibile nei registratori TV, in quanto il segnale video copre già una banda di frequenza dell'ordine dei MHz, modulati in ampiezza.

Questa tensione verrà quindi modulata in frequenza e contrariamente a quanto avviene per la radio, questa frequenza portante avrà un valore pari alle più alte dello spettro di frequenze video.

Così, considerando la banda passante video di 6 MHz, la portante FM avrà il valore di 6 MHz. Questa sovrapposizione della portante FM al segnale video, provoca una compressione della banda passante registrata. Otterremo così che una banda passante da 0 a qualche MHz trasformata in segnale FM avrà come caratteristica la frequenza portante di 5,5 MHz ed una escursione massima di 1,5 MHz entro la frequenza portante.

Questa nuova banda passante ha come frequenza inferiore 3,3 MHz, valore corrispondente a zero (assenza di segnale video, uscita zero

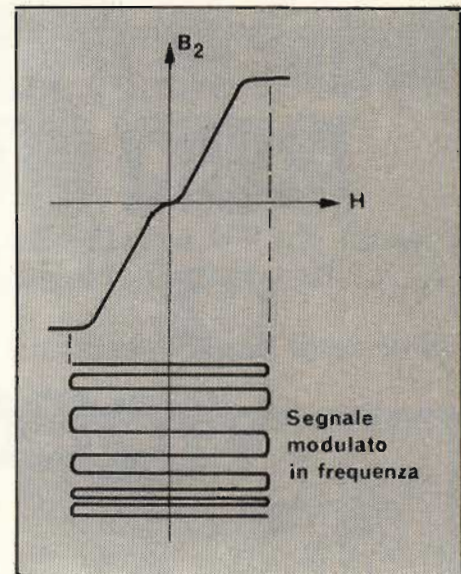



Fig. 2 - Caratteristica del segnale modulato in frequenza.

modulazione) e come frequenza superiore di banda 4,8 MHz, corrispondente al 100% di modulazione (bianco per gli standards a modulazione positiva).

I motivi che ci hanno portato alla scelta della modulazione di frequenza, sono evidenti ove si tengano presenti le difficoltà di impiego d'una testina magnetica a frequenze molto basse. Con questa procedura, al contrario, anche una variazione molto lenta del segnale video, risulta facilmente registrabile.

L'impiego della FM presenta altri vantaggi: l'ingresso non è più influenzato da variazioni d'ampiezza che si presentino sulla portante, ed è ugualmente insensibile a segnali parassiti provocati da difetti della banda magnetica.

In pratica la registrazione magnetica video si è resa possibile sia per la spazzolatura trasversale, obliqua del nastro, che per la compressione dello spettro di frequenza.

Nella registrazione, il segnale applicato alla testina è costituito da una corrente d'ampiezza costante modulata in frequenza.

In pratica l'ampiezza della corrente inviata alla testina supera largamente il valore di saturazione della stessa (*figura 2*); questo fatto ci offre il vantaggio di cancellare la pre-magnetizzazione del nastro. Il segnale FM viene prodotto da un multivibratore, ove la frequenza generata è uguale alla frequenza portante. Affinché la fre-

quenza subisca delle variazioni in più o in meno (± Δ F), si applica al circuito una tensione continua più o meno elevata modulata dell'ampiezza dal segnale video in ingresso.

All'uscita dello stadio, il segnale modulato in frequenza ed amplificato, viene inviato alle testine di registrazione.

Ricapitolando, si può dire che la catena dei circuiti di registrazione fra l'entrata video e la testina di registrazione è costituita da un filtro passa-basso, d'un primo amplificatore collegato direttamente al circuito di polarizzazione del multivibratore e seguito dall'amplificatore che ha come carico le testine video.

Parallelamente ai circuiti di riproduzione, si trova, in uscita alle testine video, un limitatore.

Il segnale video decodificato, va ad un addizionatore che riceve da una parte il segnale del limitatore, e dall'altra parte lo stesso segnale, ma proveniente tramite una linea di ritardo. Questo fatto, provoca uno sfasamento dei segnali, che rispetto alla frequenza portante risulta di 90°. Questo ritardo aumenta per i segnali di frequenza più alta, e diminuisce per quelli a frequenza più bassa.

All'uscita dell'addizionatore, i segnali sono integrati per ritrovare il segnale video che, ulteriormente amplificato, sarà finalmente impiegato.

Servo meccanismi

Generalmente in un registratore video vengono impiegati due motori.

Il primo fa ruotare la testina video alla velocità di 1500 giri/secondo, il secondo trascina la puleggia (cabestan) che trascina il nastro magnetico ad una velocità di qualche centimetro al secondo. Questo secondo motore, provvede anche ad azionare le bobine di scarica e di carica.

E' assolutamente indispensabile avere un sincronismo molto preciso fra il defilamento del nastro e la rotazione delle testine video.

Per questo motivo si è creato la pista del sincronismo, destinata a ricevere degli impulsi all'atto della registrazione. Alla lettura, il segnale di questi impulsi viene comparato con la velocità del motore, al fine di ottenere il sincronismo. Infatti è evidente che nell'istante della lettura della registrazione del nastro, questa deve corrispondere esattamente a quella della registrazione; solo così sarà possibile ottenere una buona riproduzione dell'immagine.

La velocità del motore viene abitualmente controllata tramite un piccolo magnete permanente fissato all'albero del motore, il quale ad ogni giro del motore passa in prossimità di una testina magnetica, dando così origine ad un impulso. Questo segnale amplificato viene inviato all'ingresso di un comparatore, che lo confronta con l'impulso letto sulla pista di sincronismo.

L'uscita del comparatore dei due segnali di sincronismo, potrà così essere usata per regolare la velocità del motore.

I motori impiegati possono essere di tipo sincrono ed in tal caso la loro velocità dipende dalla frequenza delle alternanze di alimentazione. Variando quindi questa frequenza, si varia la velocità del motore.

Nei motori in corrente continua la velocità è in funzione della differenza del potenziale di alimentazione. Per ottenere una regolazione di velocità, sarà sufficiente operare su questo parametro.

Il sistema di regolazione più comunemente usato, consiste nel far ruotare il motore ad un numero di giri di poco superiore al desiderato, frenando quindi la sua velocità, grazie alle correnti di Foucault. In pratica, ciò si ottiene fissando un disco metallico all'asse del motore. Il bordo di questo disco ruota nell'intraferro di una elettrocalamita, il cui avvolgimento è percorso dalla corrente di regolazione.

Ne consegue che per effetto della corrente di Foucault, maggiore sarà il flusso passante per la bobina, più grande sarà l'effetto frenante che agisce sul motore.

Schemi a blocchi

Per meglio chiarire i concetti sin qui esposti, è bene seguire la *figura 3*, che illustra a blocchi lo schema di principio dei circuiti di regolazione connessi al registratore.

L'ingresso video raccoglie il segnale composito, comprendente la informazione di luminescenza e gli impulsi di sincronismo. Uno stadio separatore ha il compito di far passare i soli impulsi di sincronismo. Il motore trainante le testine video, viene alimentato da un amplificatore di potenza. Sull'asse di questo motore è applicato un magnete permanente che ad ogni giro dà un impulso ad un captatore. Questo impulso viene trasmesso ad uno degli ingressi del comparatore di fase, che confronta gli impulsi provenienti dal captatore con quelli provenienti dal separatore video. Qualora sussista uno sfasamento fra i due segnali in ingresso, all'uscita del comparatore apparirà un segnale. L'ampiezza e la fase di questo segnale modifica, tramite l'amplificatore di potenza, l'alimentazione del motore, la cui velocità di rotazione viene così corretta. Gli impulsi di sincronismo che escono dal separatore video, comandano parimenti l'amplificatore di impulsi del motore, che aziona la puleggia (cabestan), dal quale dipende la trazione del nastro.

Fig. 3 - Schema a blocchi del circuito di regolazione di un registratore video.

s: la scelta migliore.

7

6

3

9

10

Contare non è difficile; ma quando i segnali da contare contengono anche rumore e transitori la misura si complica.
Il rumore può far scattare i circuiti d'ingresso come si trattasse di segnale e quindi si ottiene un falso conteggio. I transitori possono anche danneggiare o distruggere i componenti dell'ingresso.
Perciò Philips impiega nei suoi counters per alte frequenze un originale circuito a diodi PIN che attenua continuamente ed automaticamente i segnali d'ingresso ad un livello **appena al di sopra** della finestra del trigger. Con ciò solo il segnale può eccitare l'ingresso, mentre il rumore rimane inattivo al di sotto del valore di soglia. Parimenti il circuito a diodi PIN per la sua rapidità d'intervento taglia ed attenua in tempo i transitori.
Questo sistema di regolare automaticamente la sensibilità in funzione dell'ampiezza del segnale, equivale a predisporre il counter con **un'ampia finestra di trigger**.
D'altro canto le misure di intervalli di tempo richiedono al circuito d'ingresso caratteristiche essenzialmente differenti: cioè **una stretta finestra di trigger** per minimizzare l'influenza dell'isteresi.
Quindi misure corrette sia di alte frequenze che di intervalli di tempo **non possono essere effettuate dal medesimo circuito d'ingresso, se non si vuol scendere ad un compromesso per l'una o ambedue le misure.**
Perciò tutti i nostri strumenti hanno **canali d'ingresso separati**, ciascuno ottimizzato per misure di frequenza oppure di intervalli di tempo.
Quindi con Philips siete sicuri di poter avere il meglio ed un'ampia possibilità di scelta per qualunque problema applicativo.

Inviatemi maggiori informazioni su:

Sel. 4/79

- ☐ Contatori automatici PM 6661 e PM 6664
- ☐ Contatori universali PM 6611 a PM 6615
- ☐ Timer/counter compatti PM 6622, PM 6624 e PM 6625
- ☐ Tutti gli Strumenti Elettronici di Misura

Nome ....

Ditta ....

Via ....

Città ....

Tel.(........) .... int. ....

Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria
V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039) 361.441

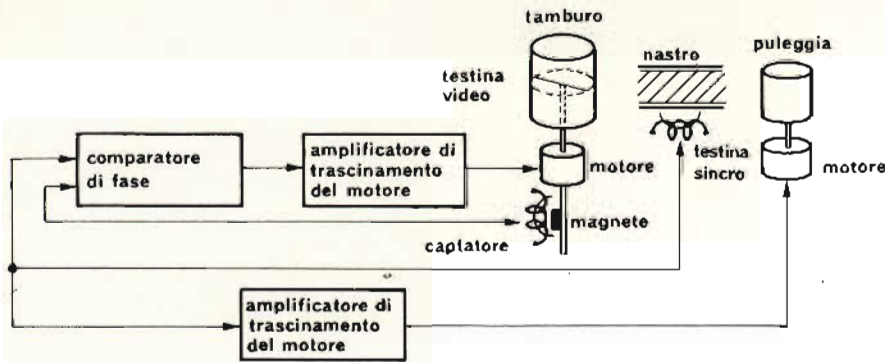



Fig. 4 - Circuito di regolazione (riproduttore).

Gli stessi impulsi amplificati, vengono inviati alla testina «sincro», che ha il compito di memorizzarli sull'apposita banda.

Diversamente, in fase di lettura (*figura 4*), la stessa testina «sincro» legge gli impulsi registrati, che vengono amplificati e comparati con il segnale proveniente dal captatore. Il segnale uscente dal comparatore di fase, va a comandare l'amplificatore di trascinamento, che compie un ruolo importante nella regolazione delle testine video e sulla riproduzione.

Il segnale letto sulla testina «sincro», comanda anche il trascinamento del motore della puleggia.

Le *figure 5* e *6* raffigurano gli schemi di principio di complessi con motori alimentati in c.c. ed aventi servo-freni a corrente di Foucault.

Nel registratore rappresentato in *figura 5*, l'ingresso raccoglie tutto lo spettro dei segnali TV.

Il separatore fa passare solamente gli impulsi aventi un insieme di frequenza pari a 50 Hz. Poichè i «test» video si ripetono a 25 quadri al secondo, uno stadio divisore per due, costituito da un bistabile, fornisce gli impulsi alla frequenza di 25 Hz. Questi serviranno di riferimento per la regolazione del motore ed, ugualmente opportunamente amplificati, per la registrazione alla testina di sincronismo.

La *figura 6* ci rappresenta la precedente situazione in fase di lettura.

Il comparatore raccoglie da una parte i segnali sulla pista dei sincronismi (segnali di riferimento), dall'altra i segnali provenienti dal captatore.

Se il motore di trascinamento dei test non ha una rotazione uguale a 25 g/s, il comparatore trasmette una tensione di correzione all'amplificatore di corrente conti-

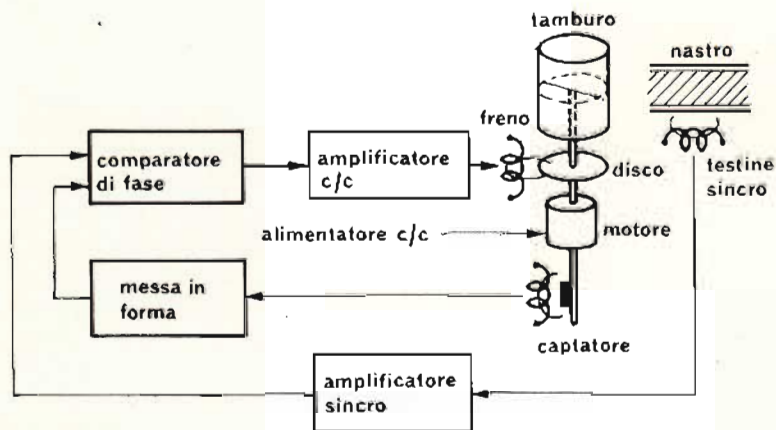



Fig. 6 - Circuito di regolazione per motori alimentati in continua e freno a corrente di Foucault (riproduttore).

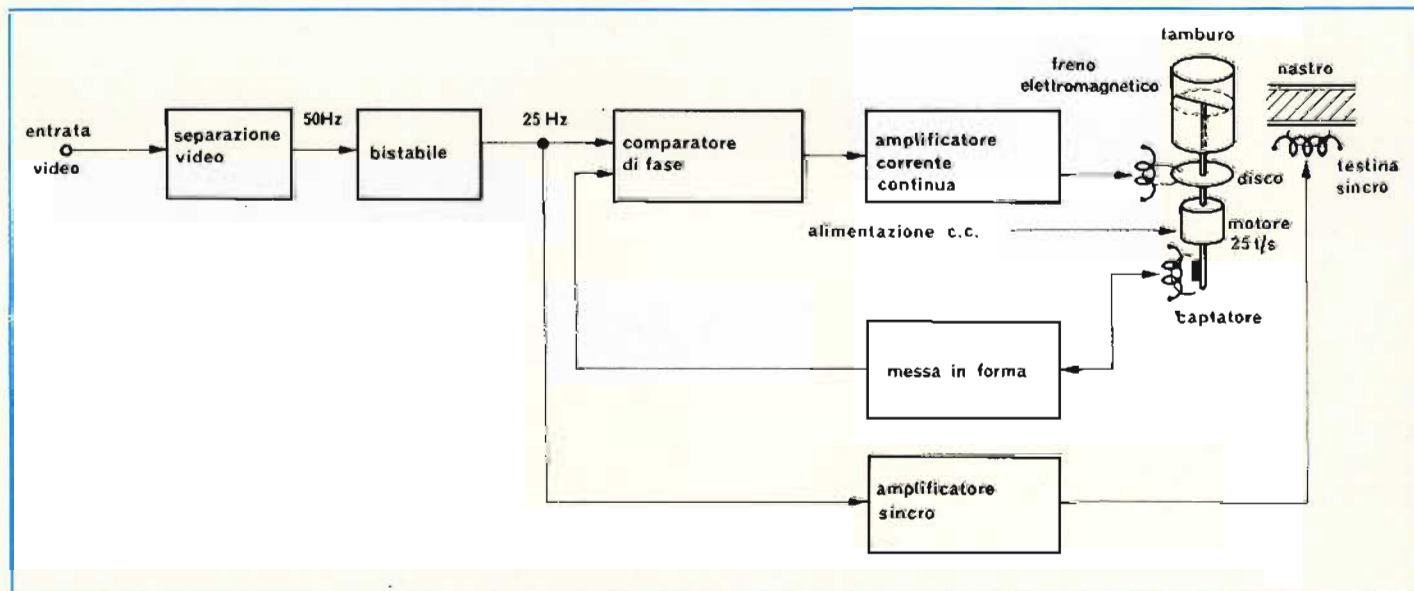



Fig. 5 - Circuiti di regolazione impieganti un freno elettromagnetico a corrente di Foucault (registrazione).

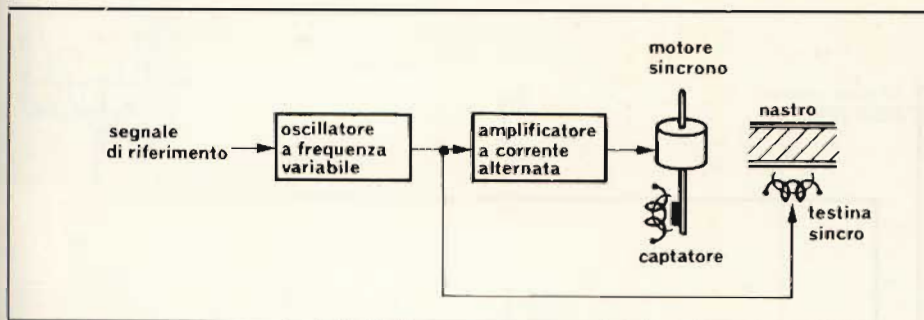



Fig. 7 - Regolazione di un motore sincrono (registrazione).

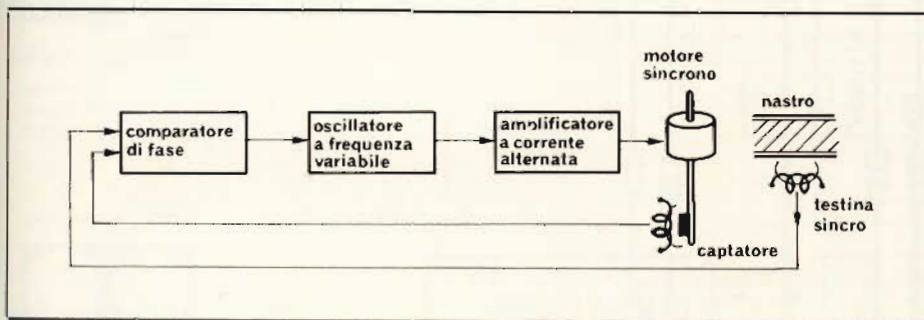



Fig. 8 - Regolazione di un motore sincrono (riproduzione).

nua, che lo riporta al giusto numero di giri. Infatti, se la velocità del motore è superiore a 25 giri/secondo, questa tensione aumenta e l'amplificatore di corrente continua inietta al freno elettromagnetico una intensità di corrente maggiore, che riduce la velocità del motore. Se la velocità del motore è inferiore al numero di giri voluto, avviene il contrario.

Esistono tuttavia molte varianti a questi sistemi, ad esempio, sempre grazie alla corrente di Foucault, si può agire sul cabestan.

Esaminiamo ora la possibilità di regolazione di motori sincroni.

La velocità di questi motori, alimentati in corrente alternata, è determinata dalla frequenza della corrente di alimentazione.

In questo caso si utilizza un oscillatore a frequenza variabile che in fase di registrazione, confronta un segnale di riferimento generato da un oscillatore a quarzo, con gli impulsi di sincronismo in entrata.

Il segnale fornito da questo oscillatore viene da una parte amplificato dallo stadio di potenza che alimenta il motore sincrono, dall'altra parte lo stesso segnale viene inviato alla testina di registrazione della pista «sincro (come schematizzato in *figura 7*).

Inversamente, in fase di lettura, l'oscillatore a frequenza variabile,

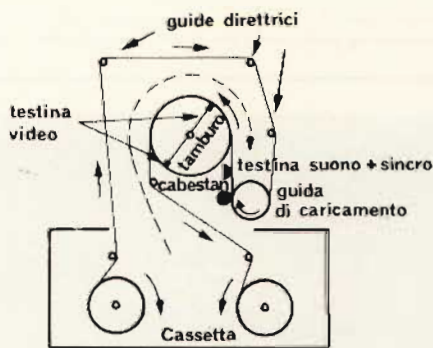



Fig. 9 - Caricamento automatico di una cassetta tramite un'unica guida. Il percorso della guida di caricamento viene indicato tramite tratteggio.

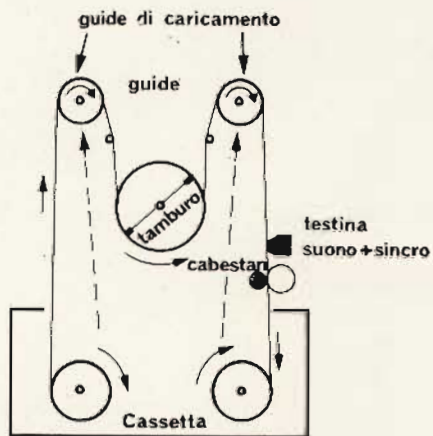



Fig. 10 - Procedimento di messa in opera automatica, di un nastro magnetico, tramite due guide di caricamento. Il percorso delle guide di caricamento viene indicato tramite tratteggio.

Fig. 11

è comandato dallo stadio comparatore che riceve e confronta il segnale del captatore, con quello proveniente dalla lettura della testina «sincro». All'uscita del comparatore, avremo una tensione zero se i due segnali di riferimento e lettura sono uguali; diversamente riscontreremo in ingresso all'oscillatore variabile, una tensione continua, la cui polarità e ampiezza faranno variare la frequenza dell'oscillatore, che a sua volta provvederà alla correzione delle velocità di rotazione del motore.

Registratori a cassette

Il maneggiare nastri magnetici video, costituisce sempre una operazione delicata. Un po' di polvere o di grasso portato involontariamente con le dita sul nastro, provoca dei notevoli disturbi in fase di lettura.

L'avvento delle cassette video, di relative dimensioni, ha portato ad un grande progresso anche per la facilità d'impiego, e dopo l'uso è sufficiente conservarle ben chiuse nell'apposito contenitore.

TABELLA 1

Caratteristiche tecniche

Sistema di registrazione video: Sistema a spazzolamento elicoidale a due teste rotanti.

Segnale video: Norme CCIR, colore PAL.

Temperatura d'immagazzinaggio: − 20 °C + 65 °C

Temperatura di funzionamento: 5 °C ÷ 40 °C.

Antenna: 75 Ω asimmetrica.

Gamma di ricezione: canali VHF E 2-12; canali UHF E 21-68; canali: 8 canali preselezionabili.

Segnale d'uscita RF: canali UHF E 30-39; variabili − 75 Ω sbilanciati.

Ingressi video: Video IN: *connettore BNC 1 V (c. - c.) + 1 − 0,5 V/75 Ω sbilanciati, sincro, negativo.*

Uscite: Video OUT: *connettore BNC 1 V (c. - c.) ± 0,1 V/75 Ω sbilanciati, sincro, negativo.*

Definizione orizzontale: 275 linee.
Rapporto S/D: > 42 dB.

Audio

Ingressi: Audio IN: *Connettore coassiale 100 kΩ, − 10 dB; Mic: Jack micro − 60 dB impedenza 600 Ω.*

Uscite: Audio OUT: *Connettore coassiale inferiore a 10 kΩ, − 5 dB.*

Risposta di frequenza: 50 Hz - 8.000 Hz
Rapporto S/D: > 40 dB.
Distorsione armonica: > 4% a 400 Hz.
Altri ingressi: telecomando per fermo immagine.

Trascinamento nastro

Velocità di scorrimento: 18,73 mm/sec.

Durata max di registrazione: 2 h 10 m con cassetta Sony L 500; 3 h 15 m con cassetta Sony L 750.

Avvolgimento / riavvolgimento rapido: inferiore a 3 1/2 m (L 500).

Orologio: digitale elettronico con ciclo di 24 h sincronizzato sulla frequenza di alimentazione. Funzionamento in registrazione.

Accessori forniti

Videocassetta Betamax L 500.
Telecomando per fermo immagine.
Cavo di alimentazione.
Cavo coassiale 75 Ω.
Otturatore del selettore di ingressi (input).
Otturatore del selettore di programma (Programme).
Protezione antipolvere.

Caratteristiche soggette a variazioni senza preavviso.

TV receiver

video camera

microphone

AERIAL OUT

VIDEO IN

MIC

TV

LINE

INPUT

Set the INPUT select switch to the LINE position.

audio signal source

AUDIO IN

AC~

to a wall outlet

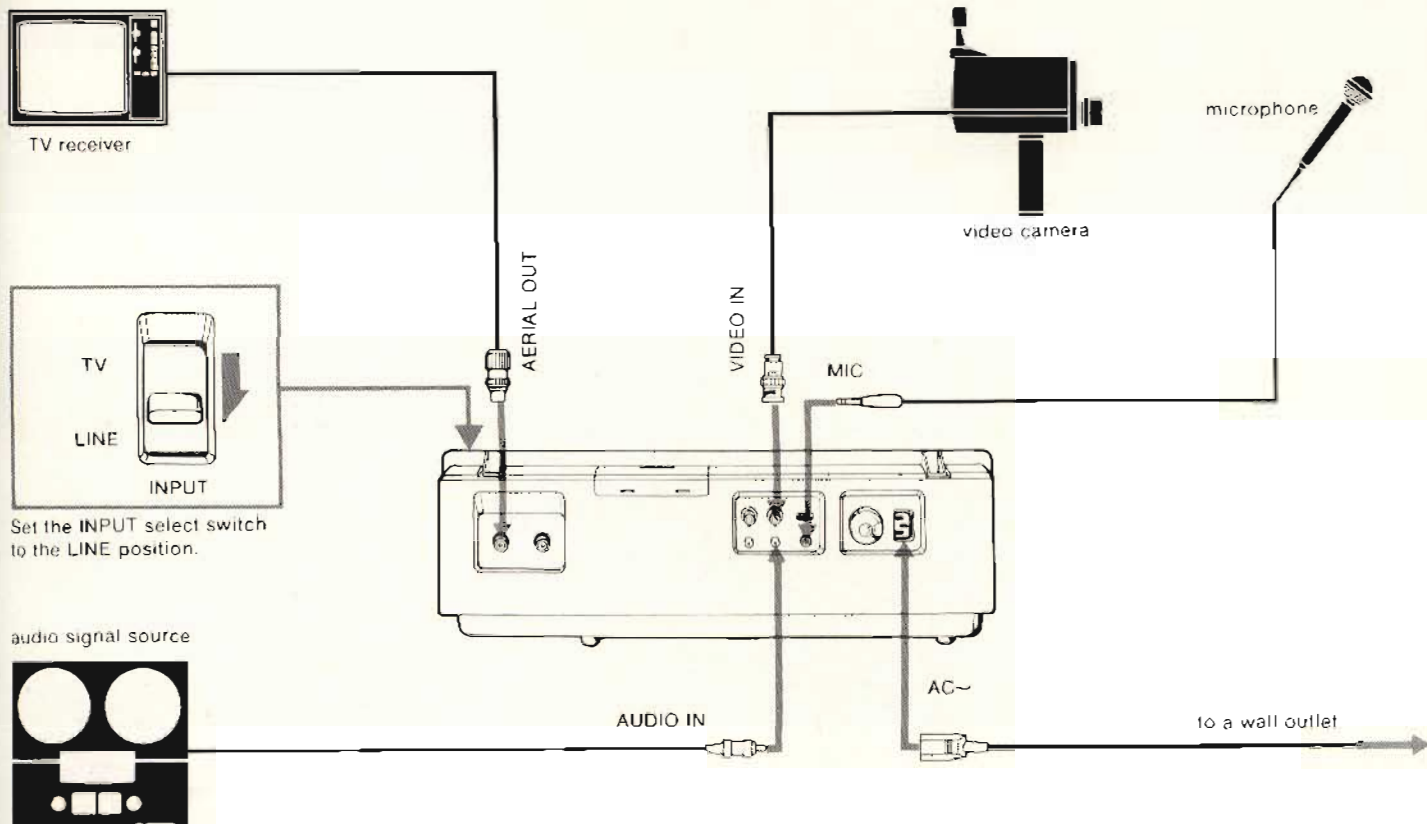



Fig. 12

Così il magnetofono a cassetta è diventato l'ideale complemento al televisore, il cui sistema di registrazione usa solo un tamburo.

La cassetta viene inserita nel registratore, ed allorché si mette in azione, una serie di guide portano il nastro della cartuccia a ruotare intorno al tamburo.

Dopo la lettura, il nastro rientra automaticamente nella cassetta.

Nell'apparato SONY, una sola guida di caricamento e qualche guida direttrice fanno uscire il nastro e, nel contempo, la guida di caricamento provvede ad effettuare un movimento circolare intorno al tamburo, in modo che il nastro magnetico lo avvolga per 180° (come illustrato in *figura 9*).

In altro sistema, adottato dalla J.V.C., due guide fanno uscire il nastro, come illustrato in *figura 10*.

Impiego pratico

L'impiego pratico di queste cassette è estremamente semplice.

Esaminiamo il registratore SONY apparato compatto di facile installazione e funzionante con cassette che, pur di dimensioni molto ridot-

Fig. 13

te (15,6 x 9,6 x 2,5 cm), contengono più di 222 metri di nastro da 1/2 pollice.

Queste cassette sono in grado di fornire tre ore e 15 minuti di registrazione.

La *figura 11* illustra le caratteristiche meccaniche del SONY - Betamax, mentre la tabella 1 mostra le caratteristiche tecniche.

Infine, nelle *figure 12* e *13* rispettivamente, sono illustrati i collegamenti da effettuare per la registrazione dal televisore o dalla telecamera.

Come è facilmente intuibile, tutte le operazioni di collegamento e di funzionamento, sono di tale facilità, da poter essere fatte da chiunque, senza remora alcuna, ed il video registratore può essere considerato un fedele compagno delle nostre serate.

Bibliografia

Enregistrement d'une image en noire et blanc da «Le Haut-Parleur n. 1633» Autore: J.B. Patte. Millecanali n. 45.

manuali di elettronica applicata

- ☐ 1 Pelka - Il libro degli orologi elettronici, L. 4.400
- ☐ 2 Renardy/Lummer - Ricerca dei guasti nei radioricevitori, 2ª edizione 1978, L. 4000
- ☐ 3 Pelka - Cos'è un microprocessore? 2ª edizione 1978, L. 4000
- ☐ 4 Buscher/Wiegelmann - Dizionario dei semiconduttori, L. 4.400
- ☐ 5 Böhm - L'organo elettronico, L. 4.400
- ☐ 6 Kühne/Horst - Il libro dei circuiti Hi-Fi, L. 4.400
- ☐ 7 Bochum/Dögl - Guida illustrata al TVcolor service, L. 4.400
- ☐ 8 Schneider - Il circuito RC, L. 3600
- ☐ 9 Sehrig - Alimentatori con circuiti integrati, L. 3.600
- ☐ 10 Mende - Il libro delle antenne: la teoria, L. 3.600
- ☐ 11 Horst - Elettronica per film e foto, L. 4.400
- ☐ 12 Sutaner/Wissler - Il libro dell'oscilloscopio, L. 4.400
- ☐ 13 Wirsum - Il libro dei miscelatori, L. 4.800
- ☐ 14 Link - Metodi di misura per radioamatori, L. 4.000
- ☐ 15 Mende - Il libro delle antenne: la pratica, L. 3.600
- ☐ 16 B.U. Lewandowski - Progetto e analisi di sistemi, L. 3.600

biblioteca tascabile elettronica

- ☐ 1 Siebert - L'elettronica e la fotografia, L. 2.400
- ☐ 2 Zierl - Come si lavora con i transistori, parte prima, L. 2.400
- ☐ 3 Stöckle - Come si costruisce un circuito elettronico, L. 2.400
- ☐ 4 Richter - La luce in elettronica, L. 2.400
- ☐ 5 Zierl - Come si costruisce un ricevitore radio, L. 2.400
- ☐ 6 Zierl - Come si lavora con i transistori, parte seconda, L. 2.400
- ☐ 7 Tünker - Strumenti musicali elettronici, L. 2.400
- ☐ 8 Stöckle - Strumenti di misura e di verifica, L. 3.200
- ☐ 9 Stöckle - Sistemi d'allarme L. 2400
- ☐ 10 Siebert - Verifiche e misure elettroniche, L. 3.200
- ☐ 11 Zierl - Come si costruisce un amplificatore audio, L. 2.400
- ☐ 12 Baitinger - Come si costruisce un tester, L. 2.400
- ☐ 13 Gamlich - Come si lavora con i tiristori, L. 2.400
- ☐ 14 Zierl - Come si costruisce un telecomando elettronico, L. 2.400
- ☐ 15 Müller - Come si usa il calcolatore tascabile, L. 2.400
- ☐ 16 Biebersdorf - Circuiti dell'elettronica digitale, L. 2.400
- ☐ 17 Frahm/Kort - Come si costruisce un diffusore acustico, L. 2.400
- ☐ 18 Baitinger - Come si costruisce un alimentatore, L. 3.200
- ☐ 19 Stöckle - Come si lavora con i circuiti integrati, L. 2.400
- ☐ 20 Stöckle - Come si costruisce un termometro elettronico, L. 2.400
- ☐ 21 Zierl - Come si costruisce un mixer, L. 2.400
- ☐ 22 Zierl - Come si costruisce una radio FM, L. 2.400
- ☐ 23 Schierschinq - Effetti sonori per il ferromodellismo, L. 2.400

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa o incollato su cartolina postale a:

SELEZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 CINISELLO B. (MILANO)

Prego inviarmi i seguenti volumi. Pagherò in contrassegno l'importo indicato più spese di spedizione.

______________________ nome

______________________ cognome

______________________ indirizzo

______________________ località

______________________ c.a.p.

______________________ codice fiscale

RIGENERAZIONE DEI TUBI A RAGGI CATODICI IN B/N E A COLORI

di T. LACCHINI

Non vi è tecnico o utente televisivo che non abbia dovuto affrontare il fenomeno della degradazione dell'immagine sullo schermo.

Questo inconveniente costringe alla sostituzione del tubo o peggio pone l'alternativa d'acquisto di un nuovo televisore.

L'avvento della televisione a colori ha ulteriormente acutizzato il problema.

Infatti, dopo numerose ore di lavoro, le immagini che appaiono sullo schermo di un cinescopio diventano sempre più sbiadite.

Il fenomeno può essere dovuto a diversi fattori:

— catodo con forte dispersione d'ossido di bario (ed in tal caso ogni intervento rigeneratore darebbe scarsi risultati);
— formazione sul catodo, di una pellicola d'isolamento che impedisce l'emissione di elettroni in quantità sufficiente da ottenere una soddisfacente illuminazione dello schermo.

Sembra che questo strato isolatore sia provocato dal bombardamento di ioni positivi sul catodo. Questo bombardamento risulta tanto più accentuato quanto più è intensa la luminosità del tubo. Si è constatato infatti che i tubi catodici che lavorano con una luce relativamente intensa si degradano più rapidamente di altri.

Il fenomeno di isolamento del catodo è un fenomeno fisico; è quindi accertato che tutti i tubi TV, sono destinati, prima o poi, ad essere soggetti a tale fenomeno.

La SAFE Electronic Sistems ha messo a punto un apparato il SAFE 05, in grado di assolvere due funzioni essenziali:

— Funzione diagnostica
— Funzione rigeneratrice.

Funzione diagnostica

— Controllo della resa del tubo;
— Controllo della resa di ogni cannone elettronico a diverse polarizzazioni, o meglio controllo rispettivo della pendenza di ogni cannone;
— Controllo dei corti circuiti;
— Controllo dello stato del catodo per proiezione del medesimo.

Questo controllo permette in particolare di vedere se il tubo catodico è già stato soggetto a funzionamento inadeguato quale ad esempio:

— Applicazione della tensione recuperata sul Wehnelt o catodo messo a massa, in tal caso l'immagine si presenta come in *figura 1*.

Questo caso di solito è conseguente ad una violenta e rilevante dispersione di ossido di bario del catodo ed ogni trattamento di rigenerazione risulterebbe inutile (in quanto non è possibile rimettere l'ossido di bario sul nickel del catodo).

Prove di punti bianchi

Fig. 1 - Punto luminoso di «Spoot», che rispecchia un catodo oggetto di tensione recuperata sul Wehnelt.

— Applicazione di un sistema manuale (spesso trattasi di un trasformatore).
In tal caso le scorie sono «rosse» e saldate sul catodo, la *figura 2* ne da la proiezione.
L'applicazione del rigeneratore in tal caso porta ad un buon risultato apparente, ma negativo a breve termine per l'eccessiva corrente in MA/cm^2 di superficie attiva.
Un altro impiego inefficace del rigeneratore sarà quello effettuato su di un tubo che abbia avuto un trasformatore sopraelevatore sul filamento. Infatti rimanendo costante il valore resistivo del filamento, questo se sottoposto ad una differenza di potenziale anche di poco superiore si surriscalda provocando una anomala ed eccessiva evaporazione dell'ossido di bario con rapido e totale esaurimento del catodo.

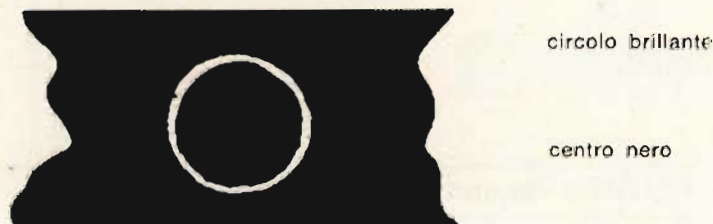



Fig. 2 - Punto luminoso di «Spoot» che rispecchia un catodo con scorie.

Fig. 3 - Punto luminoso di «Spoot» che rispecchia macchie di isolamento.

Constatato che il catodo non abbia subito un trattamento che sia la causa di dispersione di bario, si potrà stabilire che la causa della insufficiente concentrazione è dovuta a macchie d'isolamento sul catodo ed agendo su F_1 per il B.N. e su F_1 ed F_2 per il colore otterremo delle proiezioni come in *figura 3*.
A colori un catodo con insufficiente concentrazione si presenta con uno spoot molto dilatato. Osservando la differenza fra i diametri si può determinare la concentrazione di un cannone rispetto agli altri. Questa operazione può essere completata dal rilevamento delle pendenze rispettive dei 3 diversi cannoni.
Stabilite queste premesse di carattere generale esaminiamo in modo più particolare alcuni fenomeni che si verificano durante il funzionamento di un cinescopio.

Emissione catodica nel cinescopio

L'emissione viene misurata considerando il cinescopio come un triodo. Una tensione di placca viene applicata su G_2, una tensione di polarizzazione variabile da — 50 a 0 V è data al Wehnelt.
L'emissione massima si misura sulla griglia controllo polarizzata a livello 0 V rispetto al catodo.
Quindi l'emissione deve essere misurata per ogni singolo cannone.
L'emissione per un cinescopio collegato all'apparato SAFE 05 in B.N. è di 150 μA mentre per un tubo a colore è di 200 μA, di regola, più bassi che nel funzionamento normale sul TV.
Vi sono più motivi che consigliano le prove ad una bassa emissione, questi saranno analizzati unitamente al fenomeno della proiezione dello spoot catodico sullo schermo.
L'emissione catodica in un cinescopio costituisce un'importante parametro per l'apprezzamento di un tubo, essa ci da nella maggioranza dei casi, l'assenza o l'eccesso di corrente che è solamente il risultato di una delle numerose cause delle avarie che possono verificarsi nel cannone elettronico o nella parte triodo.
Finora ci si è accontentati di constatare la mancanza d'emissione senza cercarne la causa per mancanza di adeguata strumentazione.
Ora regolando la polarizzazione Wehnelt del tubo catodico da controllare, si ha la possibilità di misurare l'emissione alla saturazione o in prossimità del punto di rottura (CUT-OFF). Questa misura è di grande importanza nel caso di un tubo colore in quanto essa permette la verifica d'equilibrio dei tre cannoni cioè l'attitudine per il tubo a superare le celle delle griglie.
Se si constatano delle differenze d'emissione, un riequilibrio può essere ottenuto con una appropriata rigenerazione.
Il grafico in *figura 4* ci illustra lo stato d'equilibrio tra il rosso e i rimanenti due cannoni, questo stato si

riscontra di sovente nei tubi *delta* difettosi. Il cannone blu ed il cannone verde sono ben equilibrati fra di loro, le curve presentano la stessa pendenza, il cannone rosso presenta una pendenza diversa, quindi uno squilibrio nelle celle delle griglie.

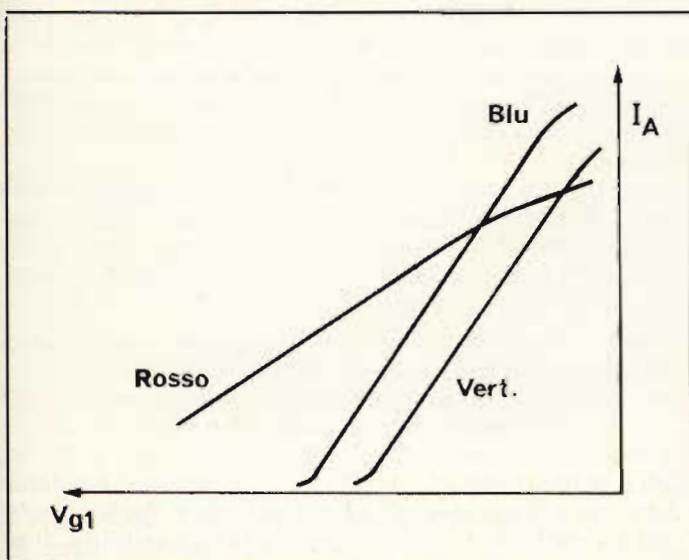



Fig. 4 - Stato di emissione anomalo di uno dei tre cannoni di un tubo colore.

Corto circuiti

I corto circuiti più frequenti si presentano fra il Wehnelt ed il catodo e sono spesso dovuti alla presenza d'una impurità provocata dall'evaporazione della materia nel corso di funzionamento del tubo. Delle particolari forme di corto-circuito possono avere altre origini.

Il circuito di controllo dei corto circuiti del SAFE 05 prevede la possibilità di effettuare misure d'isolamento dell'ordine di 1 MΩ.

Questa misura può essere ripetuta a diverse temperature in quanto si è constatato in numerosi casi che le variazioni d'isolamento catodo Wehnelt sono la causa di periodiche interruzioni nei tubi colore, in particolare nel corso di periodici riscaldamenti. Nella maggior parte dei casi si rimedia a queste interruzioni impiegando il circuito alimentatore di corto circuiti SAFE e con una successiva rigenerazione.

Capita frequentemente di trovare sui tubi colore la griglia controllo inattiva o che si disattiva a caldo, per questo controllo la SAFE Electronic Sistems ha messo a punto un circuito di misura tale da permettere l'inversione della polarità delle tensioni applicate agli elettrodi.

In tal modo la griglia controllo raccoglie una tensione positiva in rapporto al catodo e funziona come un anodo con una corrente di griglia. Ciò ci assicurerà che la griglia non si blocchi durante il funzionamento.

Due selettori dello strumento SAFE permettono di effettuare tutte le combinazioni possibili, positive e negative fra gli elettrodi K-G1-G2-G3-G4-P-F.

Si verifica raramente una avaria per corto circuito tra il filamento e il catodo. Al contrario è frequente che il filamento si allunghi o che vada in corto circuito lui stesso. In questi casi la resistenza a caldo del filamento viene controllata dal milliamperometro collegato in serie. Un filamento in corto circuito indicherà una corrente superiore a quella nominale del tubo, contrariamente un filamento allungato ci darà una corrente anomala più debole.

Per eliminare i corto circuiti, la SAFE Electronic Sistems ha messo a punto un circuito di soffiaggio «BLOW» basato sul principio della scarica di un condensatore, che genera una rilevante corrente istantanea.

Un tale circuito di massima viene descritto in *figura 5*.

La costante del tempo di scarica è largamente assicurata dalla resistenza R che limita anche in modo ragionevole la corrente I_{min} allorché il circuito BLOW viene mantenuto chiuso lungamente per errore.

La polarità applicata in C.C. della tensione d'eliminazione può essere invertita.

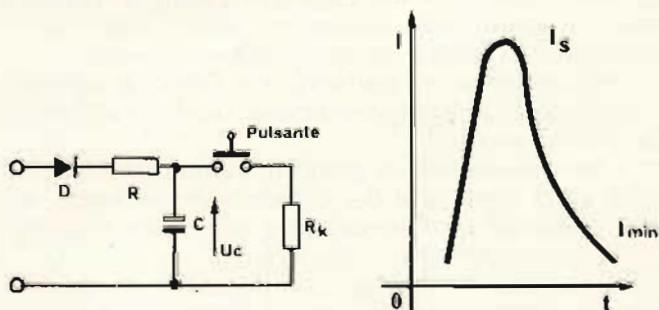



Fig. 5 - Circuito di soffiaggio «Blow».

La corrente I_s può avere per un tempo molto breve un valore da 5 a 6 A; dopo di che l'intensità sarà inferiore ai 0,5 A.

L'impiego della scarica del condensatore ci permette un controllo automatico del processo, il circuito limita lui stesso l'energia del tempo di scarica.

L'intensità massima I_s avverrà quando:

$$I_s = \frac{U_c}{RK} = 5\ A$$

R è la resistenza di perdita nel circuito e RK è il valore della resistenza di corto circuito.

L'energia di scarica dipende dal valore della tensione e della capacità del condensatore, essa ci è data dalla formula:

$$A = \frac{1}{2} U_c^2 \cdot C = 5 \text{ Joule}$$

In certi casi può essere necessario ripetere più volte di seguito l'operazione di soffiaggio prima di ottenere un risultato soddisfacente.

L'esperienza ci insegna che i difetti per corto circuito che si verificano periodicamente sono quasi sempre eliminabili tramite la rigenerazione, l'origine del corto circuito sta nel deposito d'impurità in funzione della temperatura.

Le osservazioni, che si faranno in seguito ci evidenzieranno le variazioni che avvengono sul catodo.

Il focalizzatore

Allorché sorge il sospetto di un'anomalia all'interno di un cannone elettronico, non è possibile al tecnico trovare l'origine esatta dell'inconveniente in quanto non ha alcun mezzo per la verifica all'interno del tubo, se non tramite le osservazioni strettamente limitate alle misure convenzionali dei triodi (K, G_1, G_2). Queste misure ci danno sovente una situazione rappresentativa che non rispecchia il funzionamento nel tempo.

Il focalizzatore è una delle parti essenziali del SAFE 05, esso permette di analizzare con precisione lo stato della superficie del catodo, i difetti di concentrazione, i decadimenti d'incisione (CUT - OFF) ed i decadimenti di pendenza dei differenti cannoni.

Il focalizzatore ci permette fra l'altro di constatare il buon esito della rigenerazione (il che è un progresso considerevole).

Il focalizzatore è in grado di riprodurre una immagine della superficie del catodo sullo schermo. Questa riproduzione d'immagine è realizzata secondo la logica schematizzata in *figura 6.*

Le tensioni e le correnti applicate permettono una deconcentrazione di elettroni sullo schermo. Il fascio d'elettroni osservato sullo schermo, d'un tubo in buono stato è 50 volte più grande del catodo stesso. Se si suppone la presenza del fascio, in assenza di máteria emissiva, da parte del catodo, l'emissione entro la zona del fascio stesso sarà debole.

Sullo schermo essa si manifesta con una tacca nera perfettamente delimitata.

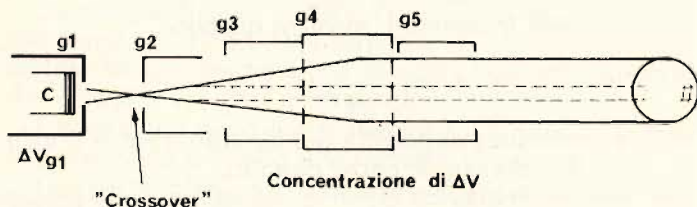



Fig. 6 - Principio di focalizzazione di uno «Spoot».

Ugualmente delle tacche nere appaiono ove è posizionato il catodo.

In tal modo viene messa in evidenza quella particolare usura al centro del catodo, la sua deformazione meccanica, la sua curvatura ad arco causa d'una sovratensione nel tubo.

Il focalizzatore permette, all'operatore, di accertare immediatamente le variazioni intervenute durante la rigenerazione ed ugualmente permette la localizzazione dei difetti periodici. Un catodo staccato meccanicamente, per esempio, produce una vibrazione all'immagine.

Il focalizzatore comporta un circuito speciale che assicura la proiezione dei tre catodi nel tempo, questa proiezione permette quindi di comparare i punti di CUT-OFF dei cannoni con differenti valori di polarizzazione e di tensione di G2.

Qualità dell'emissione di un catodo

E' estremamente interessante che la durata di vita d'un tubo venga assicurata nel modo più assoluto. Ciò è assolutamente impossibile; essendo dipendente dalla capacità d'emissione del catodo e da altri parametri significativi, indipendenti dalle possibilità di rigenerazione.

Le caratteristiche d'emissione sono indicate dal rapporto fra l'intensità massima Ia del tubo, la tensione di polarizzazione Ug = 0V e la tensione Ug è solo la somma che ci porta alla conseguenza del punto di esaurimento (CUT-OFF).

Il fattore d'emissione K è espresso nella seguente formula:

$$K = \frac{Iao}{Ugo} \left(-\frac{1}{2}\right)$$

Si ricorderà che la conducibilità del catodo $\frac{1}{R}$ è l'espressione della quantità dell'emissione.

Questa può essere ridotta in funzione dell'usura o delle impurità che si depositano sul focalizzatore.

La qualità di una emissione può venir largamente ridotta in un lasso di tempo relativamente breve dall'evaporizzazione che ha origine sul catodo, essa può essere misurata dal circuito «LIFE TIME».

La misura ci da una riduzione d'emissione catodica.

L'emissione è regolata ad un valore a scelta, per esempio 100 o 200 μA, la tensione al filamento viene regolata a 1,5 V. L'emissione decresce lentamente se la qualità dell'emissione è buona.

Allorché l'emissione raggiunge 10 μA (corrispondenti al punto d'interruzione) la tensione di riscaldamento viene rimessa a tensione nominale).

Il contatore si arresta automaticamente, la cifra indicata è l'espressione relativa della quantità d'emis-

sione. La *figura* 7 rappresenta due curve catodiche di differenti rendimenti. A livello 100 μA si nota che il catodo di migliore qualità conserva più a lungo l'emissione prima che questa decresca rapidamente. Il fattore indicato varia secondo i tipi di tubi. I tubi a riscaldamento rapido presentano naturalmente una cifra più piccola dell'ordine 12 (secondo i tipi).

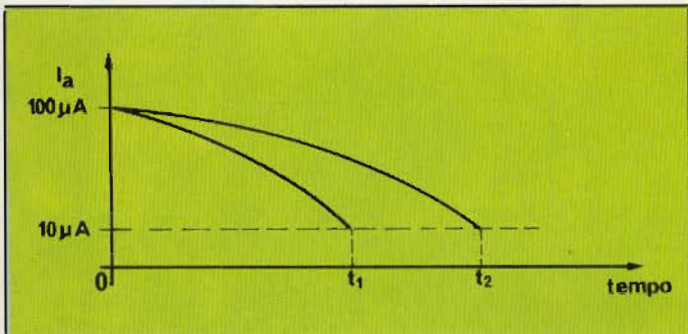



Fig. 7 - Curve catodiche con differenza di rendimenti.

L'influenza del vuoto sulla durata di vita del cinescopio

Allorché si parla della durata di vita d'un tubo, si pensa naturalmente a più parametri e in particolare allo stato del catodo. Il fascio emissivo del catodo è un fascio semi-conduttore complesso, le cui caratteristiche dipendono dalla qualità del vuoto.

Quando il punto di funzionamento di un tubo è regolato in modo da ottenere sullo schermo un punto bianco, la corrente del fascio sarà di 700 μA. Questo rappresenta una densità media di corrente per il catodo di 0,3 A/cm² e di 0,9 A/cm² al centro dello stesso.

Diminuendo la polarizzazione la densità media di corrente diminuisce e l'emissione si concentra via via nella fascia centrale del catodo.

Per giungere ad un'attività elevata e costante del catodo ed ottenere così un'emissione stabile per un lungo periodo, è necessario che le proporzioni di gas residui siano ridotte.

Questi valori possono essere verificati misurando sia il vuoto totale del tubo che le pressioni particolari.

Tra i gas residui si trovano l'idrogeno, del gas di carbonio, del vapore acqueo ed altri gas aventi una pressione particolare dell'ordine da 10-5 a 10³ Torr.

L'intensità del fascio dipende da questi diversi gas residui e varia con il tempo.

Le combinazioni chimiche, che hanno un'influenza di schermo sul catodo, agiranno di conseguenza via via sull'emissione del tubo ed in misura tale che le pressioni particolari verranno modificate. Inoltre una reazione chimica interviene allorché il tubo si raffredda provocando una precipitazione sul catodo.

Grazie al circuito «LIVE TIME» (durata di vita) del SAFE 05 si sono ottenute misure relative che ci forniscono un parametro d'importanza capitale per la stima della durata di vita del tubo.

Allorché il tubo catodico è stabilizzato in temperatura si misura la qualità dell'emissione con una regolazione da 100 μA a 10 μA ed ammettiamo per esempio che il fattore riscontrato sia $K_1 = 30$. Il tubo viene allora fatto funzionare sullo chassis per un periodo di quattro ore quindi nuovamente collegato al SAFE 05 e stabilizzato in temperatura, una seconda misura di K viene quindi effettuata e si otterrà ad esempio $K_2 = 22$.

La riduzione da K_1 a K_2 indica che le pressioni particolari dei gas residui (e di conseguenza il vuoto del tubo catodico) si sono modificati nel tempo. Da che risulta che il fattore d'emissione del tubo ha modificato di conseguenza la pendenza.

$$K_V = \frac{K_1}{K_2} = \frac{22}{30} = 0{,}73$$

Con questo esempio abbiamo stabilito il fattore d'e-

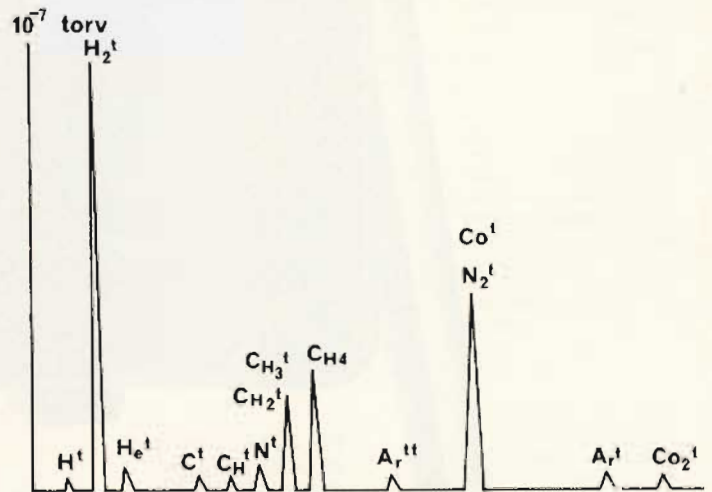



Fig. 8 - Diagramma delle pressioni particolari.

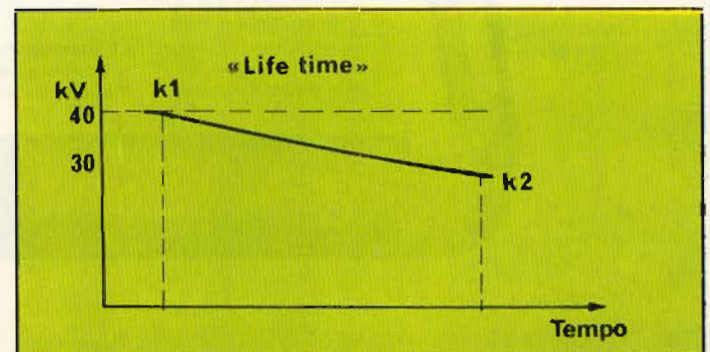



Fig. 9 - Diagramma dell'emissione nel tempo.

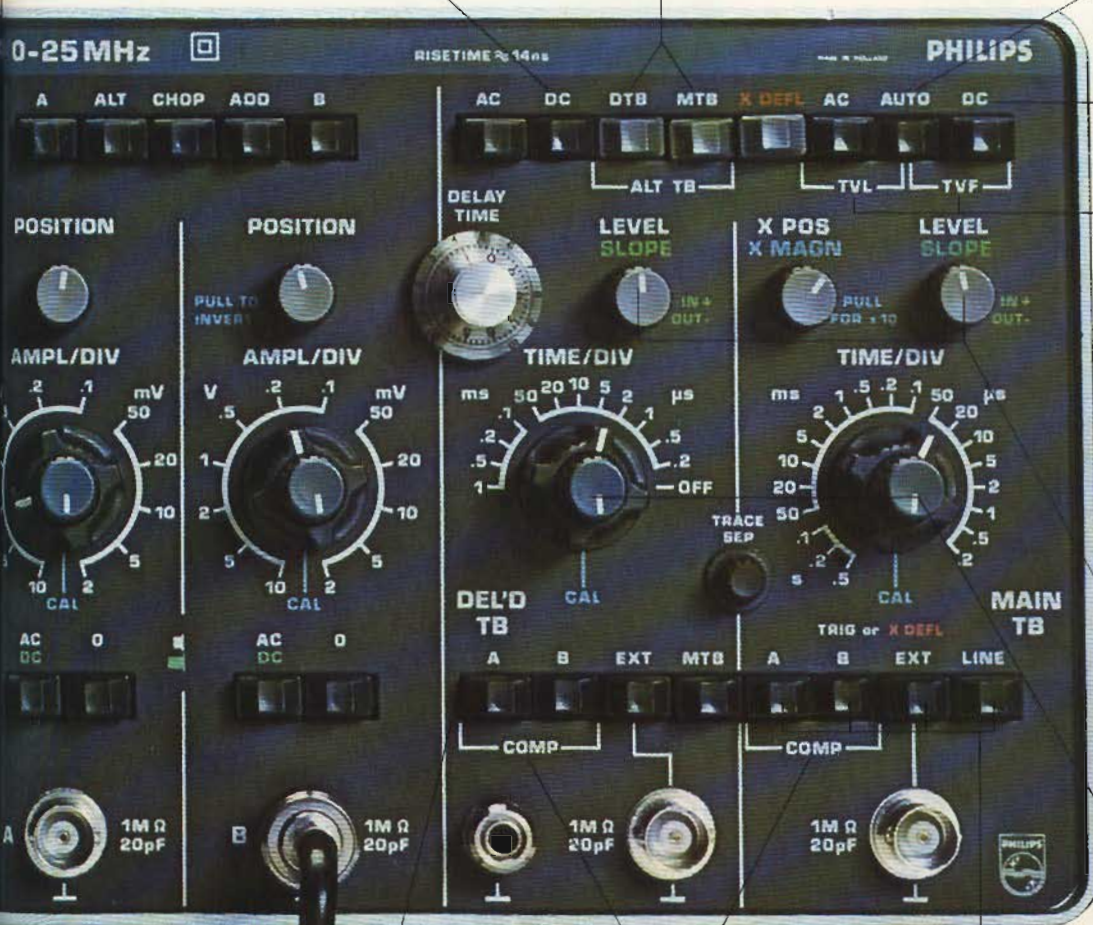
Philips: nuovi oscilloscopi p

PHILIPS

...fessionali al giusto prezzo.

Accoppiamento c.c. del trigger anche per la base dei tempi ritardata.

La visualizzazione con base dei tempi alternata è una funzione che consente al PM 3214 di sostituire strumenti molto più costosi nella maggior parte delle applicazioni di misura. Premendo entrambi i comandi, vengono visualizzati i segnali della base dei tempi principale e ritardata, per uno o entrambi i canali.

L' "Auto" del trigger sul PM 3214 è qualcosa di più che un modo per ricercare la traccia; molto di più. In assenza di segnale compare sempre la linea zero, ma quando si inserisce un segnale è dal suo valore picco-picco, che viene derivato il livello di trigger. Ciò garantisce istantanea e sicura sincronizzazione nelle più svariate condizioni di misura.

L'accoppiamento c.c. del trigger nella base dei tempi principale costituisce una caratteristica importante per le forme impulsive con ciclo di carico variabile.

Trigger TV selezionabile tramite due pulsanti. In posizione TVF si ha il trigger a frequenza di quadro, in TVL a frequenza di riga. Questa utile caratteristica, abbinata all'alta sensibilità di 2 mV è ideale per la ricerca guasti, mentre la larghezza di banda di 25 MHz consente misure anche sugli stadi a FI.

Il comando di livello può essere utilizzato anche in posizione "auto". IL PM 3214 soddisfa quindi le esigenze dei laboratori, dell'assistenza e delle scuole grazie alla combinazione del trigger automatico e manuale.

Le basi dei tempi variabili con continuità semplificano le misure di fase, di tempo ed evitano "le rappresentazioni sdoppiate" nelle misure digitali.

Trigger separati per ciascuna base dei tempi da tutte le sorgenti possibili.

Trigger composito su entrambe le basi dei tempi. In "alternato", quando vengono premuti i pulsanti relativi, si può usare il trigger composito per fornire una visualizzazione stabile di due segnali non correlati, ad esempio due segnali di frequenza diversa o due segnali non in relazione di tempo (fase).

Ciascuna delle sorgenti di trigger selezionate per la base dei tempi principale può essere commutata sui canali orizzontali, consentendo al PM 3214 una visualizzazione X-Y.

Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039) 361441 - Telex 25343

missione in funzione del processo chimico K_V ed ottenuta l'espressione relativa $K_V = 0,73$ il che indica che le caratteristiche d'emissione sono diminuite.

La seguente relazione $\frac{K_2}{K_1} = K_V = 1$

è applicabile ad un tubo ideale.

Esistendo quindi questa possibilità di controllo e di messa a punto da poco tempo, grazie al SAFE Electronic Sistems, non esistono risultati statistici indicanti una relazione precisa fra il K_V (per ogni tipo di tubo e marca costruttrice) dei vari tubi e la durata di vita normale prima della rigenerazione.

Più il rapporto di K_V è prossimo all'unità, maggiormente la durata di vita del tubo si avvicina a quella di un tubo nuovo. La valutazione di questo parametro si dimostra molto utile in particolare sui tubi soggetti a reimpiego dopo un lungo periodo di funzionamento e nel caso si debba esprimere una valutazione ad esempio per una vendita d'occasione o diversamente nel corso di una riparazione.

Il test di K_V in effetti permette un esame molto approfondito delle condizioni di funzionamento del tubo entro trenta minuti di funzionamento.

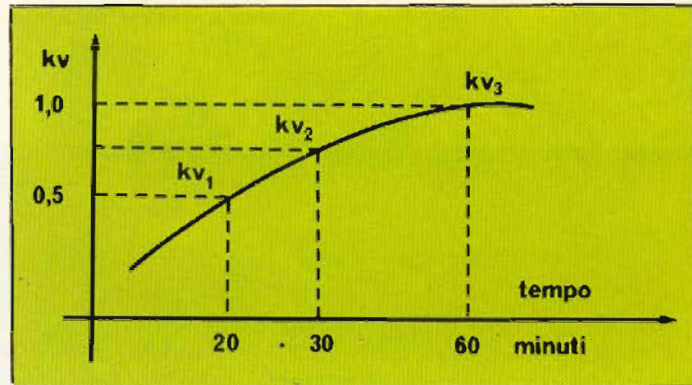



Fig. 10 - Allineamento ottimale nel tempo.

Il grafico in *figura 10* ci mostra in effetti che l'allineamento ottimale si raggiunge dopo 30 minuti quando i livelli $K_V = f$ (tempo) di ogni cannone si confondono. Questo test permette una rapida rivelazione del guasto del tubo o l'eliminazione di ogni dubbio sul suo cattivo funzionamento, con notevole guadagno di tempo nella valutazione delle sue caratteristiche in funzione della temperatura di un componente o di un semiconduttore con funzionamento anomalo.

Rigenerazione

Numerosi processi sono stati adottati nel tentativo di rigenerare un tubo catodico. Fra i più frequenti citeremo i seguenti:

- Applicazione d'una tensione recuperata al Wehnelt, con catodo a potenziale zero.
- Applicazione d'una tensione alternata sul Wehnelt con valori varianti da 220 a 600 V.
- Scarica d'un condensatore fra catodo e Wehnelt
- Scorrimento della ventosa THT in prossimità degli elettrodi del tubo.

Questi metodi portano quasi sempre alla carbonizzazione dei particolari entro il fascio emissivo ed i risultati conseguiti sono più che mediocri. L'applicazione di questi metodi si è dimostrata un vero disastro sui tubi colore.

Un altro metodo consiste nell'aumentare la tensione del filamento, quest'ultima procedura porta ad un rapido invecchiamento del tubo, in effetti la rapidità d'evaporazione della materia emissiva in funzione della temperatura ha un andamento esponenziale.

La mancanza di controllo del tubo prima della rigenerazione rende l'operazione rischiosa, e l'assenza di controllo al focalizzatore non consente una buona precisione nel tempo.

La rigenerazione ha lo scopo di eliminare i particolari avvelenamenti della superficie del catodo e quelli aderenti al Wehnelt in modo tale che l'emissione e l'equilibrio fra i cannoni risulti la migliore possibile.

Una rigenerazione effettuata con l'ausilio del SAFE 05 è esente da rischi, in quanto in questo strumento la rigenerazione viene effettuata in modo totalmente automatico.

Due circuiti elettronici assicurano un controllo preciso nelle due fasi della rigenerazione, quindi un circuito limitatore di corrente evita la carbonizzazione degli interspazi entro il fascio emissivo.

Il circuito elettronico della generazione è costituito in modo tale che un debole arco luminoso si generi durante la seconda fase di rigenerazione.

La corrente al momento della rigenerazione ha l'andamento rappresentato in *figura 11*.

La corrente in t_1 accende l'arco luminoso e viene subito limitata, essa è 0 in t_2. Il tempo $t_2 - t_1$ è uguale al tempo di 1,8 secondi, mentre At è di 0,1 secondi (secondo il tipo e lo stato del tubo).

Tre livelli di rigenerazione possono essere scelti manualmente:

HI forte
MI medio
LO debole

Il campo elettrico applicato corrisponde a dei potenziali rispettivamente di 1800, 900 e 600 V. Spesso, nel corso dei controlli è necessario fare una rigenerazione LO allo scopo di poter definire correttamente lo stato della superficie del catodo.

La prima fase della regolazione corrispondente ad una messa in temperatura del catodo che si ha dopo un tempo di 6 secondi, questa fase si applica semplicemente per ottenere un aumento della tensione del filamento.

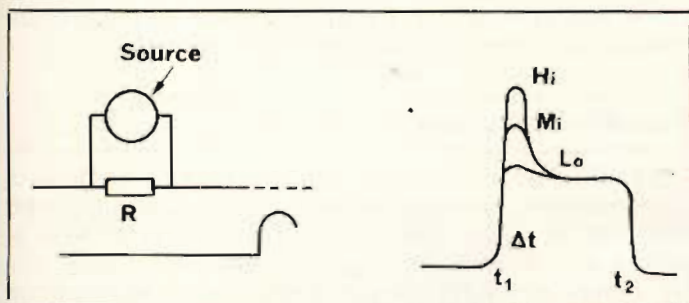



Fig. 11 - I tre livelli di corrente del circuito rigeneratore

Deconcentrazione del fascio

La parte triodo (catodo, griglia controllo e griglia schermo) ha il fine di realizzare il «fascio elettronico» questa funzione molto importante è essenziale per la qualità dell'immagine. La parte triodo agisce come una lente che assicura una concentrazione del fascio elettronico in un punto, che viene chiamato cross-over (punto di incrocio) vedere lo schema di principio del cannone elettronico in *figura 6* nel paragrafo sulla focalizzazione.

Il punto d'incrocio è determinato dalle tensioni di polarizzazione che vengono applicate al triodo, ma anche dalla distanza fra la superficie ed il catodo, il cilindro del Wehnelt (G1). Difatti se questo punto è mal posizionato, si ottiene un'immagine sfocalizzata sullo schermo. Quindi bisogna modificare la tensione di griglia e di conseguenza l'intensità del fascio, onde agire sul punto di cross-over, ed ottenere la focalizzazione di corrente in condizioni di normale funzionamento.

Quando esistono delle impurità sul catodo, la distanza rispetto la griglia (G1) può essere più piccola ed in tal caso il punto d'incrocio si sposta. La risultante è una defocalizzazione di corrente che provoca nei tubi più vecchi una emissione di corrente più debole. Le impurità possono naturalmente venir rimosse in molti modi per assicurare l'emissione dei tubi.

Questo difetto si può accertare tramite il focalizzatore.

In pratica l'impurità porta una variazione di 1 µm della distanza che sta fra il catodo e la griglia con la variazione di 1 V della tensione di blocco. La distanza caratteristica è di 200 µm il che significa che una variazione del 20% provoca una variazione di tensione di 40 V di variazione.

La tensione di polarizzazione della griglia sta normalmente tra i 60 V ed i 100 V, per ottenere una variazione conveniente della corrente del fascio. E' per questo che una modifica del solo 20% della distanza ha una grande influenza pratica e comporta una debole emissione ed una sfocalizzazione del fascio.

Nei molti casi descritti sta la spiegazione dei difetti periodici riscontrabili nell'attività dei cinescopi.

Il rivestimento del catodo «si allunga» di 20 µm allorché passa dallo stato freddo allo stato caldo. La situazione si aggrava per le impurità. E' per questo che non è possibile rigenerare un tubo prima di averlo sottoposto ad un adeguato controllo che permette la correzione dell'80% dei suoi difetti.

La superficie catodica

Il focalizzatore mette sovente in evidenza dei casi di tubi con emissione debole e con superfici catodiche particolarmente inattive. Questo si osserva in «zone d'ombra» sulla superficie dell'immagine del catodo proiettata tramite il catoscopio.

Le caratteristiche di carico indicano la densità di corrente sulla superficie del catodo. L'emissione ($1 a/cm^2$) è massimale al centro e fortemente decrescente ai lati. Le impurità presenti intorno al centro del catodo hanno perciò un effetto maggiore di quelle poste alla periferia.

Nella misura ove la debole emissione è dovuta ad un catodo usurato, questa si manifesta come una zona d'ombra finemente tracciata al centro della super-

ficie catodica.

In tal caso l'emissione non si potrà migliorare notevolmente ma si potrà migliorare la focalizzazione ed il contrasto. Questo è dovuto ad un miglioramento della pendenza del tubo, pur constatando che sulla superficie l'impurità di forma irregolare al centro del catodo non è stata oggetto di rigenerazione. Le irregolarità sul rivestimento del catodo si possono osservare tramite la variazione della tensione di focalizzazione U_{foc} e della tensione di griglia U_{g2}. La degradazione e le impurità sulla superficie sono in tale occasione nette ed alternative.

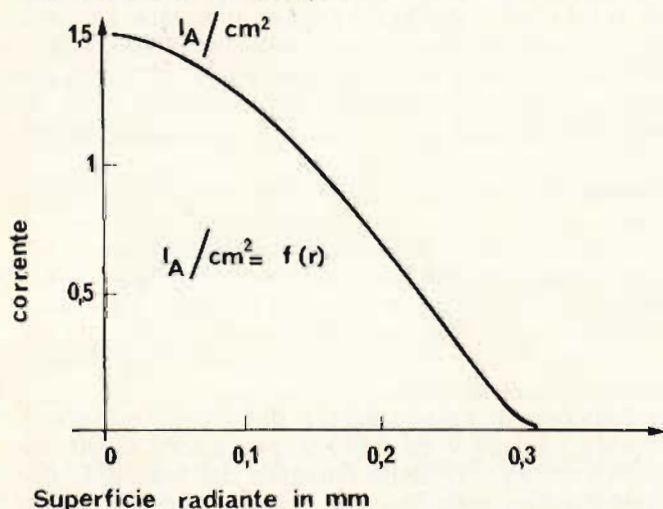



Fig. 12 - Diagramma della superficie radiante del catodo in funzione della corrente.

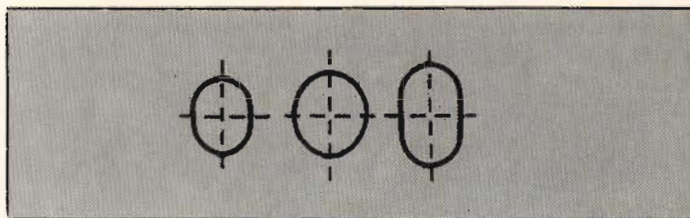



Fig. 13 - Tre forme differenti di cerchi interni del cilindro Wehnelt ingranditi 20 volte.

Le forme dei cerchi nei cilindri del Wehnelt

Può apparire sullo schermo d'un tubo colore, un disegno amaranto. Ciò avviene quando la struttura delle linee e la struttura dei cerchi non si accordano nella maschera. Chiaramente il costruttore ha tenuto conto di questo fattore nella messa a punto dell'immagine. Tuttavia se ciò si verifica essa è dovuta alla configurazione del cerchio all'interno del cilindro del Wehnelt. In tal caso si ottiene una focalizzazione preliminare astigmatica che influisce sul punto d'incrocio e riduce in tali condizioni le decolorizzazioni provocano l'effetto amaranto.

Le impurità possono essere la causa dell'effetto amaranto allorché esse si posizionano all'interno dei cerchi. Non è possibile allora ottenere la focalizzazione astigmatica voluta. Il problema è di particolare importanza per i tubi colore, in quanto i punti dell'immagine (spoot) devono risultare più piccoli di quelli dei tubi bianco e nero, per tal ragione la focalizzazione astigmatica per i tubi colore ha un'importanza maggiore al fine di una definizione ottimale.

Stabilità della rigenerazione

Le esperienze che sono state acquisite durante la rigenerazione di migliaia di tubi sono assolutamente positive. Si è verificato ben raramente che un tubo si ritrovi allo stesso stato di degradazione iniziale, dopo essere stato rigenerato. Esaminando nuovamente tali tubi ancora degradati si è constatato che le impurità sulle quali non si era esercitato una sufficiente azione, in occasione della prima rigenerazione, non erano state eliminate. In questi casi si ruota il tubo, in modo che il collo del cinescopio sia orientato verticalmente verso il basso e quindi si rifà una rigenerazione.

Tutti i tubi che hanno un catodo molto sporco devono essere ruotati nel modo descritto allo scopo di evitare una successiva rigenerazione.

Si può quindi concludere affermando che il SAFE 05 consente una stabile rigenerazione ed il completo controllo dei cinescopi senza correre il rischio di danneggiarli.

MULTIVIBRATORE CON L'UNITÀ CMOS 4047

di HOWARD M. BERLIN W3HB

Molto spesso la praticità di impiego di un circuito elettronico è strettamente correlata al suo consumo di energia, e ciò sussiste in modo particolare quando si tratta di apparecchiature portatili alimentate mediante batterie incorporate. Ecco un caso tipico di impiego di un nuovo circuito integrato, che costituisce sotto questo aspetto un'utile semplificazione.

Sebbene il noto circuito integrato di temporizzazione tipo 555 presenti caratteristiche di compatibilità diretta con i dispositivi CMOS, esso presenta anche l'inconveniente di assorbire una corrente di intensità considerevole. Ne deriva che l'impiego del temporizzatore tipo 555 in abbinamento con dispositivi CMOS neutralizza quasi completamente una delle prerogative principali che derivano dall'impiego dei dispositivi CMOS, e cioè un valore piuttosto ridotto dell'intensità della corrente nominale.

E' proprio per affrontare questo problema, che riteniamo utile citare il multivibratore CMOS tipo 4047, che — come il temporizzatore tipo 555 — può essere impiegato sia per il funzionamento come unità monostabile («ohe-shot»), sia come unità astabile (ossia a funzionamento libero).

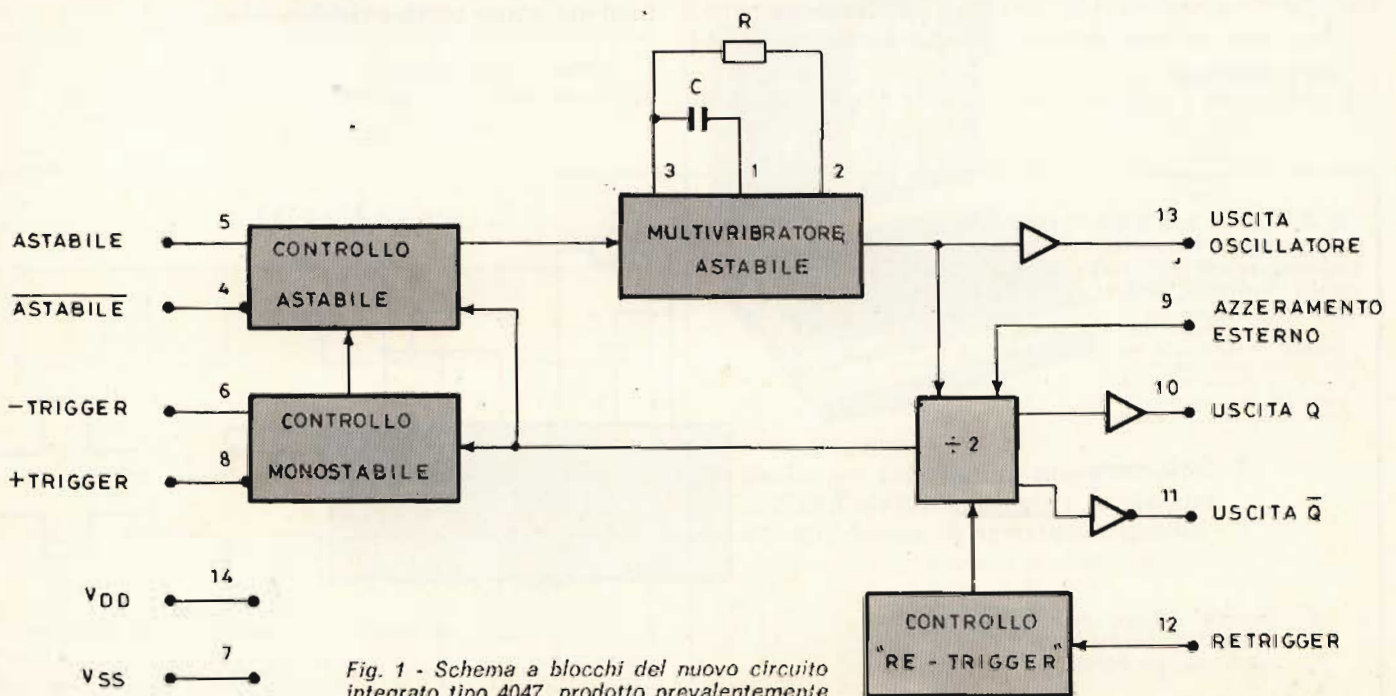
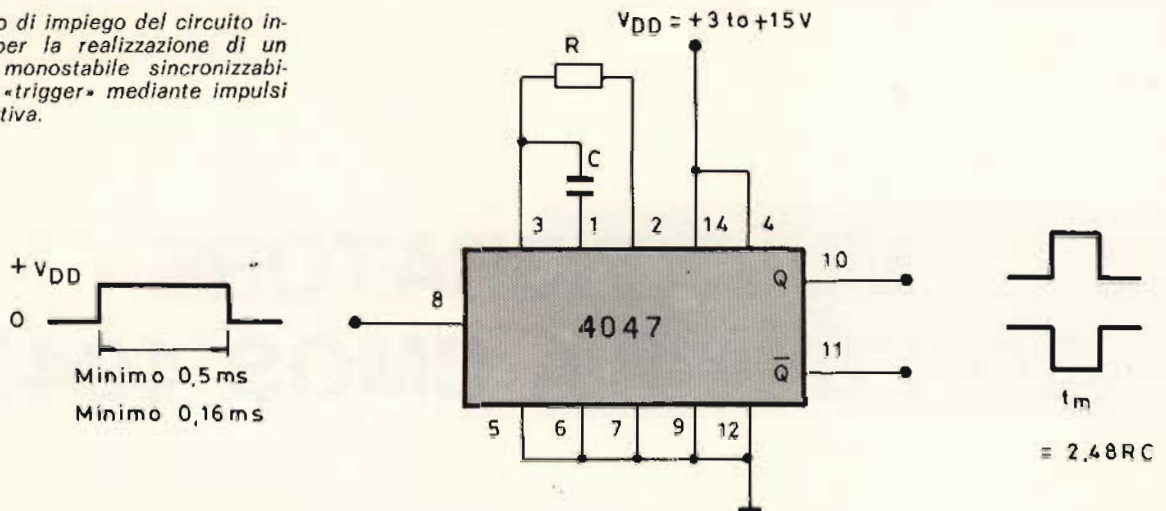



Fig. 1 - Schema a blocchi del nuovo circuito integrato tipo 4047, prodotto prevalentemente dalla RCA.

Fig. 2 - Esempio di impiego del circuito integrato 4047 per la realizzazione di un multivibratore monostabile sincronizzabile col sistema «trigger» mediante impulsi di polarità positiva.

La *figura 1* chiarisce che il circuito integrato tipo 4047 prodotto prevalentemente dalla RCA, è un dispositivo a quattordici terminali contenente diversi «gate» di tipo astabile o monostabile, con vari controlli «retrigger», un multivibratore astabile, un contatore con divisore per 2 o «flip-flop», e stadi di uscita separatori di tipo complementare.

Funzionamento come unità monostabile

Quando viene usato in questa tipica applicazione, il circuito integrato tipo 4047 può essere sincronizzato con impulsi «trigger» di polarità positiva o negativa. Come si può rilevare nello schema di *figura 2*, esso funziona con ottime prestazioni appunto come multivibratore del tipo «one-shot», con impulsi positivi di «trigger», mentre lo schema di *figura 3* illustra i collegamenti necessari per ottenere un funzionamento analogo, ma con sincronizzazione mediante impulsi di polarità negativa.

In entrambi i casi, la durata tipica degli impulsi di uscita, espressa in secondi, può essere calcolata mediante la formula che segue:

$$t_M = 2,48\ (RC) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Per ottenere un funzionamento esente da inconvenienti, il resistore esterno di temporizzazione R deve presentare un valore compreso tra 10 kΩ ed 1 MΩ, mentre il condensatore esterno di temporizzazione può presentare qualsiasi valore, purché maggiore di 0,001 μF.

Tuttavia, come si può rilevare attraverso lo schema di *figura 4*, l'unità integrata tipo 4047 può essere impiegata anche come multivibratore «one-shot» di tipo ri-sincronizzabile col sistema «trigger», in modo da prolungare la durata degli impulsi di uscita. Con questo sistema, il circuito può essere utilizzato come rivelatore di impulsi mancanti, oppure come «rate alarm».

Impiego come unità astabile

Come si può rilevare attraverso il circuito di *figura 5*, il medesimo dispositivo funziona anche come oscil-

Fig. 3 - Questo schema è analogo a quello della figura precedente, ma consente la sincronizzazione del multivibratore monostabile mediante impulsi «trigger» di polarità negativa.

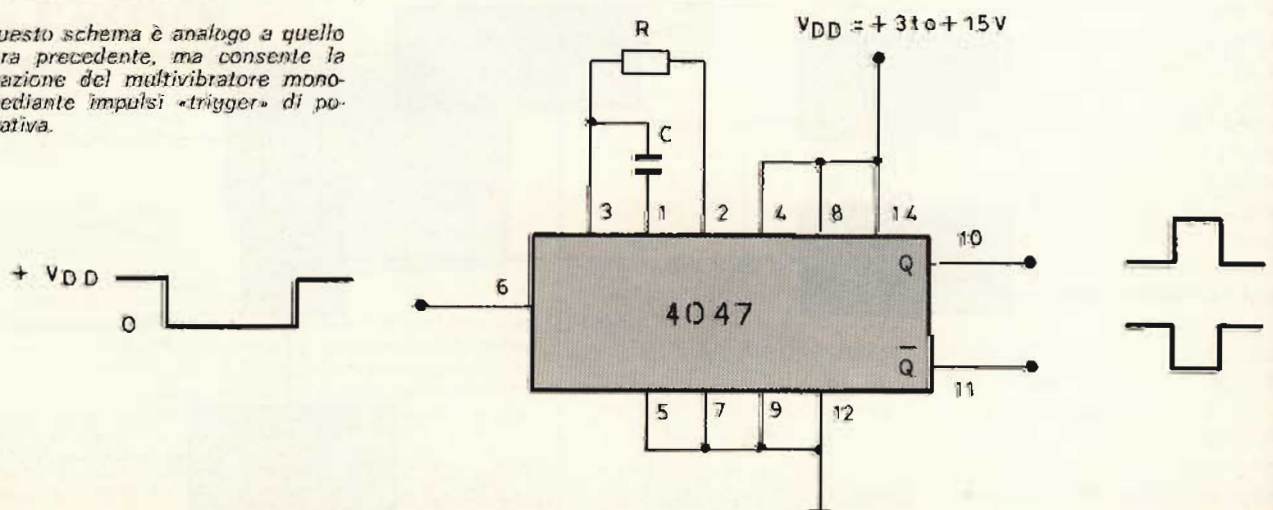
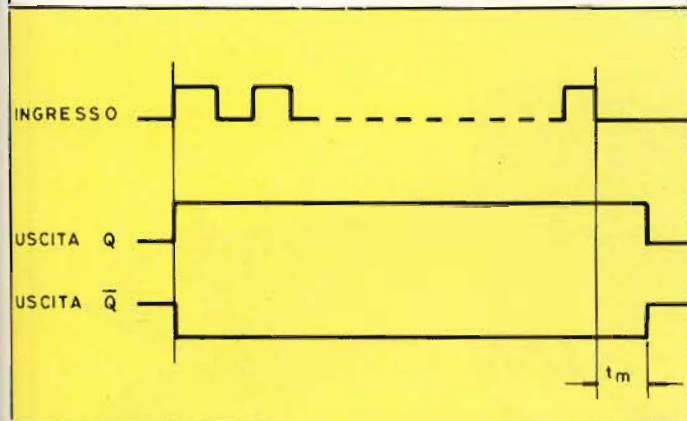
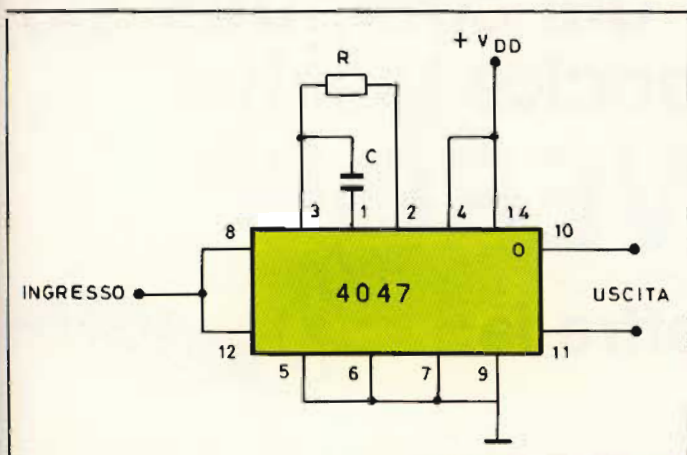



Fig. 4 - Tecnica realizzativa di un multivibratore «one-shot» di tipo ri-sincronizzabile, in grado di aumentare la durata degli impulsi di uscita.

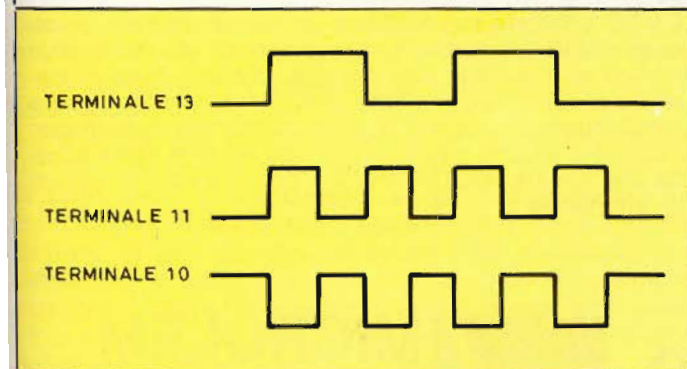
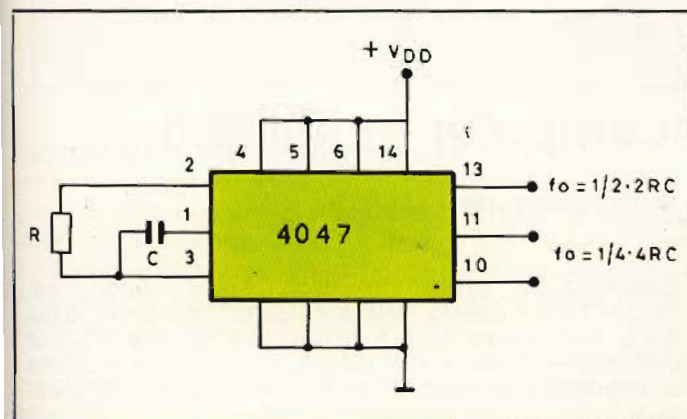



Fig. 5 - Il circuito integrato tipo 4047 può funzionare anche come multivibratore astabile, rendendo disponibili due diverse frequenze del segnale di uscita.

latore ad onde quadre a funzionamento libero, con due frequenze di uscita: quando il segnale di uscita viene prelevato dall'uscita OSC, corrispondente al terminale numero 13, il valore nominale della frequenza di uscita viene determinato attraverso la formula

$$f_A \text{ (Hz)} = 1 : (2{,}2 \text{ RC}) \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Tuttavia, la forma d'onda dei segnali disponibili al terminale numero 13 non presenta necessariamente un ciclo di lavoro del 50%: d'altro canto, è possibile ottenere un segnale ad onde quadre di forma simmetrica sia prelevandolo dal terminale numero 10, sia prelevandolo dal terminale numero 11 (uscite complementari), disponendo però di una frequenza pari alla metà di quella ottenibile prelevando il segnale dal terminale numero 13.

In questo caso, la formula che permette il calcolo della frequenza del segnale di uscita è la seguente:

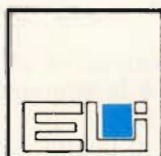
$$f_A \text{ (Hz)} = 1 : (4{,}4 \text{ RC}) \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Per ottenere valori della frequenza di uscita del segnale prodotto fino ad un massimo di circa 500 kHz (prelevando il segnale al terminale numero 13), il condensatore esterno di temporizzazione può presentare qualsiasi valore purché maggiore di 100 pF, mentre il resistore esterno di temporizzazione deve presentare, come si è detto dianzi, un valore compreso tra 10 kΩ ed 1 MΩ.

Le formule contrassegnate (1), (2) e (3) sono tutte e tre riferite alla costante di tempo RC, per la quale il valore resistivo è espresso in ohm, mentre il valore capacitivo è espresso in microfarad.

Si dice che l'hobby del computer sia alla portata di poche tasche.

NON E' VERO!!

Guardate che cosa vi offre la:

MICROLEM

divisione didattica

CPM Studio

Un corso completo sui microcomputer in italiano

I BUGBOOK V & VI, *edizione italiana* di Larsen, Rony e Titus

Questi libri, concepiti e realizzati da docenti del Virginia Polytechnic Institute e tecnici della Tychon, Inc. sono rivolti a chi intende aggiornarsi velocemente e con poca spesa sulla rapida evoluzione dei Microcomputer. Partendo dai concetti elementari di « codice digitale », « linguaggio », « bit », rivedendo gli elementi basilari dell'elettronica digitale ed i circuiti fondamentali, i BUGBOOKS affrontano poi il problema dei microcomputer seguendo una nuovissima metodologia di insegnamento programmato, evitando così il noto « shock » di passaggio dall'elettronica cablata all'elettronica programmata. 986 pagine con oltre 100 esperimenti da realizzare con il microcomputer MMD1, nell'edizione della Jackson Italiana a L. 19.000 cad.

Microcomputer MMD1

Concepito e progettato dagli stessi autori dei BUGBOOKS, questo Microcomputer, prodotto dalla E & L Instruments Inc., è la migliore apparecchiatura didattica per imparare praticamente che cosa è, come si interfaccia e come si programma un microprocessore.

L'MMD1, basato sull'8080A, è un microcomputer corredato di utili accessori a richiesta quali una tastiera in codice esadecimale, una scheda di espansione di memoria e di interfacciamento con TTY, terminale video e registratore, un circuito di adattamento per il microprocessore Z 80, una piastra universale SK 10 e molte schede premontate (OUTBOARDS®) per lo studio di circuiti di interfaccia.

MMD1: L. 315.000 + IVA

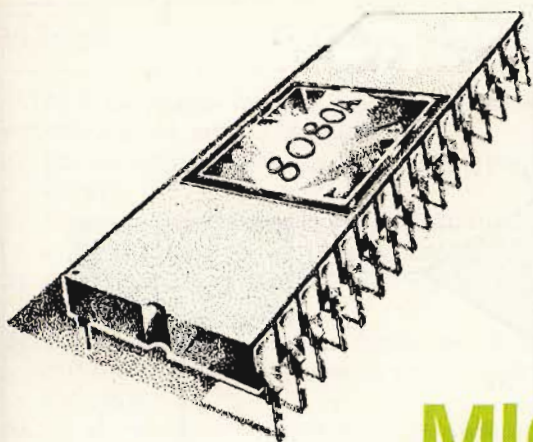
IN SCATOLA DI MONTAGGIO

con istruzioni in ITALIANO

(MMD1 assemblato: L. 445.000 + IVA)

MICROLEM

20131 **MILANO**, Via Monteverdi 5
(02) 209531 - 220317 - 220326
36010 **ZANÈ** (VI), Via G. Carducci
(0445) 34961

8

CORSO SUI MICROPROCESSORI

PRINCIPI DI PROGETTAZIONE SOFTWARE PER SISTEMI A MICROPROCESSORI

di A. CAVALCOLI — terza parte

PROGRAMMAZIONE STRUTTURATA

Come è possibile distinguere i diversi moduli ed interromperli prima di farli interagire tra loro? Come è possibile scrivere un programma con una chiara sequenza di operazioni, per una successiva correzione ed eliminazione degli errori?

Un metodo che può essere utilizzato è quello della programmazione strutturata. In un programma scritto secondo le regole della programmazione strutturata ciascuna parte di un programma è costituita da elementi presi da un set preciso e limitato di strutture e ciascuna struttura possiede una sola entrata ed una sola uscita.

Nella *figura 1* è dato il flowchart di un programma non strutturato. Se vi verifica un errore nel modulo B, ci sono ben cinque possibili sorgenti per questo errore. Quindi è necessario testare ogni possibile sequenza; in più occorre verificare che eventuali modificazioni introdotte per correggere quel dato errore, non determinino l'insorgere di malfunzionamenti sulle altre sequenze: soprattutto questo è l'aspetto critico nel debug di programmi non strutturati.

La soluzione auspicabile consiste nello stabilire una chiara sequenza di operazioni, in grado di portare ad un «indolore» isolamento dell'errore.

Ha una mente come quella di un computer.... commette errori più velocemente di chiunque altro a livello esecutivo.

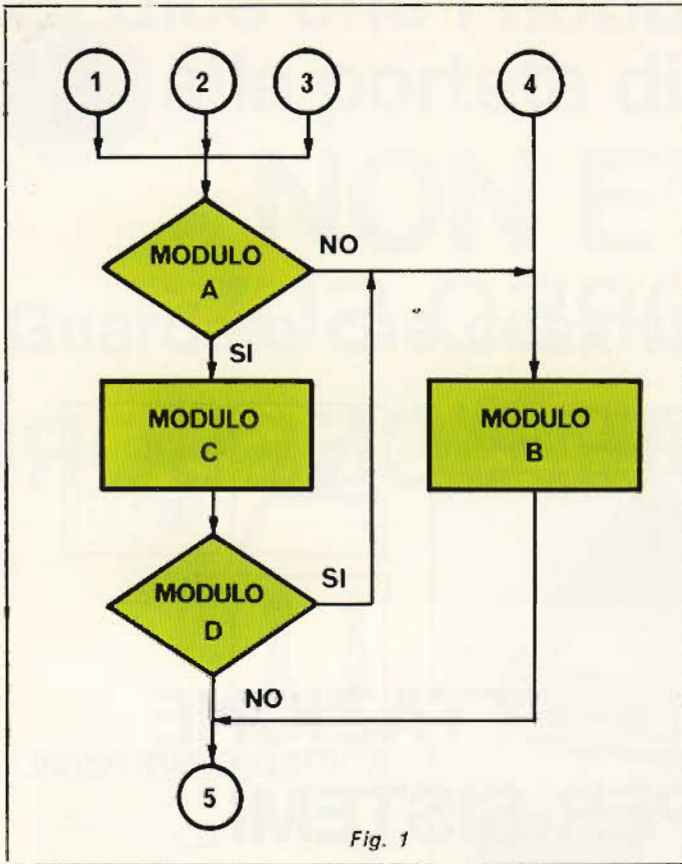



Fig. 1

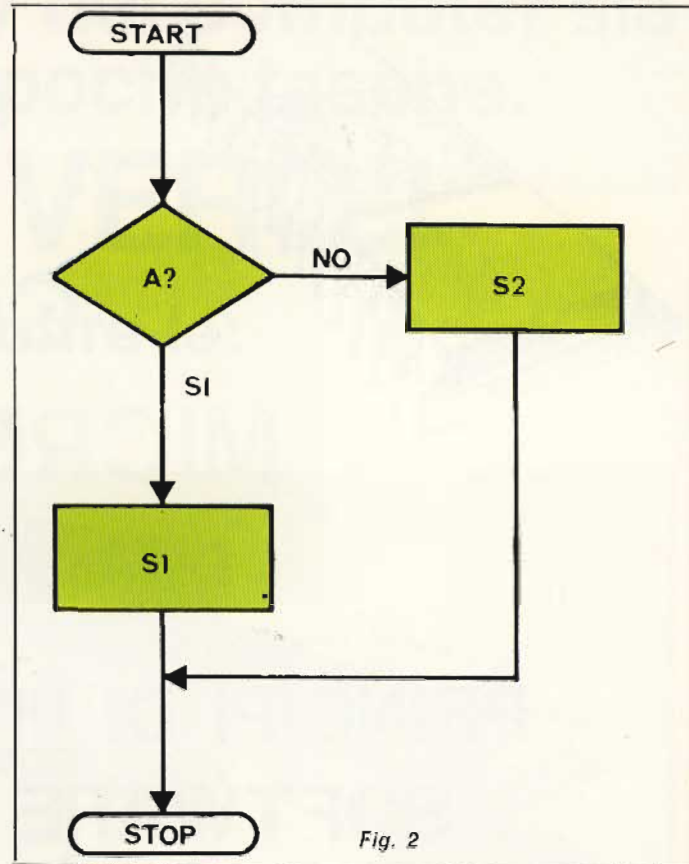



Fig. 2

La base della «chiara sequenza» consiste nel definire dei moduli in cui vi sia *una sola entrata* ed *una sola uscita*.

Volendo essere più dettagliati, questi sono i moduli base:

1) Sequenza di elaborazione

Sequenza lineare in cui le varie strutture sono eseguite sequenzialmente.
Ad esempio, con la sequenza:
S1
S2
S3
S4
il microprocessore esegue prima S1, poi S3 ed infine S4. Si noti che S1, S2, S3 ed S4 possono anche essere delle singole istruzioni di un programma.

2) Sequenza condizionale (IF - ELSE)

Questa sequenza permette la scelta tra due possibili strade di elaborazione a seconda delle risposte alla domanda posta nel blocco di condizione. Questa struttura è anche chiamata: «IF A THEN S1 ELSE S2», dove A è la condizione, ed S1 ed S2 sono dei programmi alternativi. Il microprocessore esegue S1 se A è vero, S2 se è falso. Si noti in *figura 2* un esempio, con singola entrata e singola uscita.

3) Strutture LOOP

La struttura LOOP più comune è «DO S WHILE A», dove A è la condizione ed S è un programma. Il microprocessore testa lo stato di A ed esegue S se A è vero.

Questa struttura (*figura 3*) possiede anch'essa una singola entrata ed una singola uscita.
Si notino le seguenti caratteristiche:

1 - Sono permesse *solo* queste tre strutture base
2 - Le strutture possono annidarsi a qualsiasi livello di complessità, in modo che ogni programma può contenere qualsiasi struttura
3 - Ciascuna struttura ha una singola entrata ed una singola uscita.

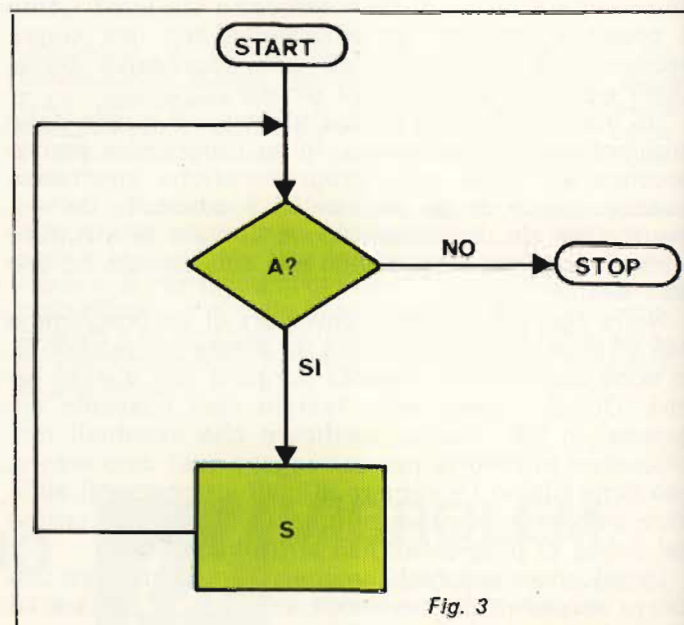



Fig. 3

Vantaggi della programmazione strutturata

Tra i vantaggi individuabili nella programmazione strutturata, vi sono i seguenti:

1) La sequenza delle operazioni è semplice da realizzare

2) Il numero delle strutture utilizzabili è limitato (3) e la terminologia è standardizzata.

3) Le strutture possono facilmente organizzarsi in moduli.

4) Tutti i programmi, qualunque sia il loro livello di difficoltà, possono essere scritti con le strutture indicate.

5) La versione strutturata di un programma è parzialmente autodocumentata e di facile lettura.

6) I programmi strutturati permettono (è un dato di fatto) di incrementare la produttività di un programmatore.

In effetti il programmatore è obbligato ad una stesura disciplinata dei programmi, più di quanto non avvenga con la programmazione modulare.

Svantaggi della programmazione strutturata

1) In realtà solo alcuni linguaggi altolivello accettano la struttura indicata. Tra questi possiamo mettere il PL/M, il PASCAL, il BASIC.
Quindi il programmatore deve passare attraverso uno stadio di traslazione, dalle strutture al linguaggio assembler. La versione strutturata dei programmi è però utile come documentazione.

2) I programmi strutturati in media sono più lenti di occupano più spazio di quelli non strutturati.

3) La limitazione delle strutture base spesso determina problemi non indifferenti nella stesura dei flow.

4) In effetti dire che i programmi strutturati sono «facili» da leggere, non è sempre vero, in quanto più loop «do-while» nidificati possono originare situazioni anche parecchio intricate.

5) I programmi strutturati trattano solo la sequenza delle operazioni, non il flusso dei dati.

6) Sono pochi i programmatori abituati alla programmazione strutturata, anzi, sarebbe meglio dire, disposti a lasciarsi imbrigliare nelle regole di strutturazione.

Scratch pad memory.

Quando usare la programmazione strutturata

A - Per programmi di ampie dimensioni

B - Nei casi in cui non è critica la quantità di memoria usata

C - Nei casi in cui si debba produrre pochi esemplari di un dato dispositivo, posto che i costi software rappresentino il fattore più importante

D - Applicazioni in cui non siano coinvolte complesse strutture di dati

E - Applicazioni in cui si debbano svolgere dei controlli di processo o complessi algoritmi, piuttosto che semplici manipolazioni a livello bit

F - Nei casi in cui si usino i linguiaggi alto livello (HLL) indicati.

Esempio

Risposta ad uno switch

La versione strutturata dell'esempio già visto nel numero precedente è data in *figura 4.*

ON e OFF devono avere le loro apposite definizioni per lo switch e per light.

Si considera che DELAY è un modulo che fornisce un'attesa data dai suoi valori parametrici, in secondi.

Un'istruzione, o meglio uno statement, in un programma strutturato può benissimo essere considerato come una subroutine. Comunque, per uniformarsi alle regole della programmazione strutturata, la subroutine non può avere una uscita diversa da un ritorno verso il controllo del MAIN PROGRAM. Dato che «do while» testa la condizione prima di eseguire il loop, occorre settare la variabile SWITCH ad OFF prima di partire. Il programma strutturato è diretto, molto leggibile e di semplice verifica «manuale».

Comunque, senz'altro è richiesta più memoria di quanto ne sarebbe necessaria nel caso di un programma non strutturato.

```
          SWITCH = OFF
DO WHILE  SWITCH = OFF READ SWITCH END
           LIGHT = ON
           DELAY = 1
           LIGHT = OFF
```

Fig. 4

Regole pratiche per l'uso della programmazione strutturata

Queste regole, nate da una esperienza di utilizzo della programmazione strutturata, dovrebbero aiutarvi ad un suo uso corretto ed efficiente.

1) Iniziate scrivendo un flowchart base, al fine di definire la logica del programma

2) Iniziate con le strutture «IF-ELSE» e «DO-WHILE»

3) Enfatizzate la chiarezza e la semplicità. Non cercate di minimizzare la logica implementata nel programma, se questa determina una diminuzione di chiarezza

4) Commentate il programma in un modo organizzato

5) Effettuate un test della logica da voi impostata

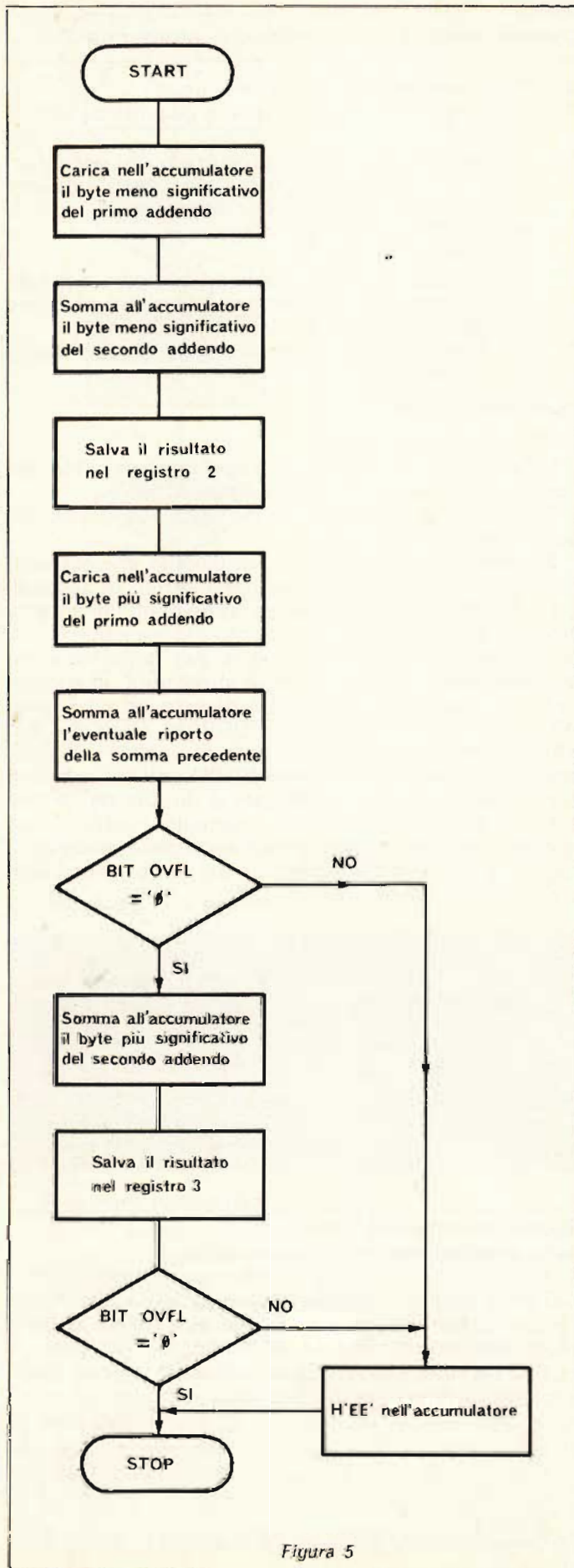



Figura 5

Sottoponete a verifica manuale i casi critici da voi considerati pericolosi.

Progettazione Top - Down

A questo punto il problema diventa quello di testare ed integrare moduli e strutture.

La procedura standard, indicata con il nome «bottom - up design» richiede del lavoro addizionale nel test e debug e lascia il problema della integrazione alla fine, il che non è certo una buona cosa.

Quello che si rende necessario, è un metodo in grado di testare e debuggare nella reale situazione operativa il programma e che suddivisa l'integrazione del sistema in una serie di compiti modulari.

Questo metodo è «top - down design». Si parte scrivendo il programma supervisore principale; si rimpiazzano poi i sottoprogrammi indefiniti (in questa fase), che dovranno interagire con il supervisore, con dei «pezzi» di programmi di supporto, atti ad esercitare le strutture software di partenza.

In tal modo si può testare il supervisore per verificarne la correttezza logica.

Si procede poi espandendo i pezzi. Ogni pezzo conterrà delle sottosezioni che verranno poi introdotte per espansione. Il processo di espansione e di debug continua finché i «pezzi», genericamente intesi, vengono sostituiti dai reali programmi, o sottoprogrammi, realizzando le specifiche funzioni richieste.

Quindi, il top - down design rappresenta un mezzo per disciplinare il test e le fasi di integrazione, nell'ambito della progettazione software. E' un metodo sistematico per espandere un flowchart, oppure la definizione di un problema, al livello richiesto per essere in grado di scrivere il programma effettivo.

Come la programmazione strutturata, il top - down non è semplice. Il progettista deve aver definito in modo molto corretto il problema e deve lavorare in modo sistematico su ciascun livello di espansione del suo software.

Ecco alcuni consigli:

1) Partite con un flow-chart base
2) Rendete i pezzi di programmi addizionali alle strutture base, i più completi ed il più separati possibile
3) Definite in modo preciso tutte le possibilità uscite da ciascun pezzo e selezionate un set di test da eseguire
4) Testate attentamente ciascun livello
5) Usate la struttura della programmazione strutturate
6) Espandete ogni pezzo di un livello. Non cercate di fare molto ad ogni pezzo.
7) Fate attenzione alle funzioni e strutture dati comuni
8) Testate e debuggate dopo ogni espansione.
9) Fate attenzione a quello che l'hardware può fare.

Conclusione

Per concludere questa trattazione sui «Princìpi di progettazione software per sistemi a microprocessore» vi sottoponiamo un esempio pratico; questo esempio è *volutamente* svolto con un microprocessore diverso dal microprocessore 8080, cioè il microprocessore F - 8.

Floating-point arithmetic.

Questo per due motivi:
- Le metodologie software *devono* essere indipendenti dal microprocessore scelto
- Dovete puntare la vostra attenzione non tanto su quanto viene detto, ma su *come* viene svolto il problema.

Programma

Lo scopo del programma è di eseguire la somma di due numeri binari di sedici bit con segno.

I dati trattati (2 numeri) sono di 2 byte ciascuno e quindi è consigliabile usare i primi nove registri dello Scratchpad. Premesso che la scelta di quattro registri all'interno di questi nove è assolutamente equivalente, assumiamo che il primo addendo si trovi nei registri ∅ (8 bit meno significativi) e 1 (8 bit più significativi) e che il secondo addendo si trovi nei registri 2 (8 bit meno significativi) e 3 (8 bit più significativi) e che il risultato vada messo nei registri 2 e 3. I bit 7 dei registri 1 e 3 rappresentano il segno dei due addendi.

Programma sorgente

	LR	A,∅	Carica nell'accumulatore il bit meno significativo del primo addendo
	AS	2	Somma il byte meno significativo del secondo addendo
	LR	2,A	Salva il risultato nel byte meno significativo del secondo addendo
	LR	A,1	Carica nell'accumulatore il byte più significativo del primo addendo
	LINK		Somma l'eventuale riporto del bit 7 della somma dei 2 byte significativi
	BNO	OK1	Se il bit overflow è a ∅ prosegue con la istruzione OK1 (Vedi nota 1)
	BR	ERROR	Il risultato è troppo grande
OK1	AS	3	Somma il byte più significativo del secondo addendo
	LR	3,A	Salva il risultato nel byte più significativo del secondo addendo
	BNO	OK2	Se il bit overflow è A ∅ prosegue con l'istruzione OK2 (vedi nota 1)
ERROR	LI	H'EE'	Il risultato è troppo grande, mette 'EE' nell'accumulatore
OK2	—	—	

Prima di passare alle note ricordiamo che il bit OVF contiene l'OR-ESCLUSIVO del riporto del bit 7 e 7; quindi assume i valori espressi nella seguente tabella

Riporto bit 6 \ Riporto bit 7	∅	1
∅	∅	1
1	1	∅

Tabella dei valori di OVF rispetto al riporto dei bit 6 e 7.

Nota 1: Si osservi che viene usata l'istruzione BNO per controllare l'esattezza del risultato, sia dopo l'addizione del riporto dei due byte meno significativi che dopo la somma dei due byte col segno. Si controlla cioè se il bit overflow sia a ∅ (No overflow) e se lo è il risultato è corretto.
Prima di tutto si osservi che un numero binario di 16 bit con segno ha a disposizione 15 bit per la parte numerica che può quindi essere compresa tra ∅ e 32768. Il sedicesimo bit, il bit 7 del byte più significativo, rappresenta il segno e sarà ∅ per i numeri positivi e 1 per i numeri negativi. Questi ultimi verranno rappresentati come complemento a 2 (negazione +1) del corrispondente numero positivo; cioè se il numero +8 ha come rappresentazione binaria

```
15 14 13 12 11 1∅  9  8  7  6  5  4  3  2  1  ∅
 ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  1  ∅  ∅  ∅
il numero −8 ha come rappresentazione
-------------------------------------------------
 ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  ∅  1  ∅  ∅  ∅ =
 1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  ∅  1  1  1 +
                                              1 =
Segno →  ------------------------------------------
 1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  1  ∅  ∅  ∅
```

memory management.

Si prenda ora in esame i possibili casi significativi durante la somma al byte più significativo del numero facendo attenzione che quanto stiamo per dire vale anche per la somma del riporto (LINK) se lo si considera, come in effetti è, un numero positivo (+1).

1° Caso: Somma di due numeri positivi:
i bit 7 dei byte più significativi (segno +) sono a Ø, quindi non ci sarà mai riporto del bit 7 per cui

$$\text{OVF} = \begin{cases} (\emptyset \oplus \emptyset) = \emptyset \\ (\emptyset \oplus 1) = 1 \end{cases}$$

a seconda se c'è riporto o no del bit 6. Se c'è riporto del bit 6, e quindi OVF = 1, vuol dire che il risultato della somma non è più rappresentabile con 15 bit (eccede 32768); il riporto del bit 6 fa alzare il bit 7 cambiando addirittura il segno + in −, quindi si ha risultato corretto solo se OVF = (Ø + Ø) = Ø.

2° Caso: Somma di un numero positivo con un numero negativo:
un bit 7 è = Ø (numero positivo) e l'altro è = 1 (numero negativo) quindi ci sarà riporto del bit 7 (1+Ø+riporto bit 6) solo se c'è riporto del bit 6 quindi

$$\text{OVF} = \begin{cases} (1 \oplus 1) = \emptyset \\ (\emptyset \oplus \emptyset) = \emptyset \end{cases}$$

cioè OVF è sempre = Ø.

Vediamo cosa vuol dire. Se non c'è riporto del bit 6, e quindi anche del bit 7, vuol dire che il numero positivo è, in valore assoluto, minore del numero negativo (il bit 7 del risultato diventa 1) minore, in valore assoluto, dell'addendo negativo. Se invece c'è riporto del bit 6, e quindi anche del bit 7, vuol dire che il numero positivo è, in valore assoluto, maggiore del numero negativo, quindi il risultato sarà un numero positivo (il bit 7 resta = Ø) minore dell'addendo positivo.

Quale potrebbe essere più definitiva, l'evento che danneggia il risultato? Questo evento è il superamento della capacità della parte numerica, cioè dei 15 bit. E' chiaro che, per la somma di un numero positivo ed uno negativo, non ci si potrà mai trovare in questo caso perché il valore assoluto del risultato è minore di quello degli addendi.

Abbiamo invece verificato che il riporto del bit 6 serve a determinare il segno.

Il concetto non è molto semplice e vediamo quindi di chiarirlo.

Per semplicità, senza togliere nulla sul piano logico, si consideri un numero di 4 bit, invece che 16, di cui 1 di segno e 3 di valore numerico.

Caso A: Numero positivo in valore assoluto maggiore del numero negativo. Dovrà risultare segno + cioè bit 3 = Ø. Si consideri la somma tra

+ 3 = B'ØØ11'

e − 2 = B'ØØ1Ø' + B'1' = B'11Ø1' + B'1' =
= B'111Ø'
segno (bit 3)

```
         C  3 2 1 Ø
allora      Ø Ø 1 1  +
            1 1 1 Ø
         ----------
         1  Ø Ø Ø 1
```

OVF = (1 + 1) = Ø

Push-down stack.

Siccome il numero negativo è in valore assoluto minore del numero positivo, la sua rappresentazione binaria (complemento a 2) sarà maggiore o uguale al numero positivo. Questo fatto provoca immancabilmente il riporto del bit 2 (corrisponde al bit 6) e quindi del bit 3 (corrisponde al bit 7) e cioè azzera il segno che indica perciò un numero positivo.

Caso B: Numero positivo in valore assoluto minore del numero negativo. Dovrà quindi risultare segno −, cioè bit 3 = 1.

− 3 = B'ØØ11'+B'1' = B'11ØØ'B'1' = B'11Ø1'
segno (bit 3)

e + 2 = B'ØØ1Ø'

```
si avrà    1 1 Ø 1  +
           Ø Ø 1 Ø
           -------
           1 1 1 1
```

OVF = (Ø + Ø) = Ø
B'1111' = B'111Ø' + B'1' = B'ØØØ1 + B'1' = −1

3° Caso: Somma di due numeri negativi. Il bit 7 dei byte più significativi sono a 1 quindi ci sarà *sempre* riporto del bit 7 per cui

$$\text{OVF} = \begin{cases} (1 + \emptyset) = 1 \\ (1 + 1) = \emptyset \end{cases}$$

a seconda se c'è o no il riporto del bit 6. Il risultato della somma di due numeri negativi è sen'altro un numero negativo, quindi con bit 7 = 1, ma siccome i due bit 7 sono a 1 la loro somma darà solo se c'è riporto del bit 6.

```
1 |
7 | 6  5  4  3  2  1  Ø
1 | .  .  .  .  .  .  .
1 | .  .  .  .  .  .  .
-----------------------
1 |
```

Bisogna quindi escludere tutti quei risultati che non abbiano riporto del bit 6 perché hanno segno positivo e quindi errato. Ma controlliamo perché quando c'è riporto del bit 6, che sembrerebbe un overflow numerico, invece il risultato è esatto. In effetti c'è un overflow numerico, ma bisogna ricordare che i numeri negativi vengono rappresentati mediante il complemento a 2 e quindi, se la configurazione binaria sembra alta, vuol dire che i numeri sono, in valore assoluto bassi o viceversa; cioè, in sostanza, se non c'è riporto del bit 6, vuol dire che i numeri sommati sono troppo grandi per essere rappresentati con 15 bit.

Programma Oggetto

Indirizzo di memoria (esadec.)	Programma oggetto	Programma sorgente			Cicli di memoria
Ø	4Ø		LR	A, Ø	1
1	C2		AS	2	1
2	52		LR	2, A	1
3	41		LR	A, 1	1
4	19		LINK		1
5	98		BNO	OK1	3,5
6	Ø3				
7	9Ø		BR	ERROR	3,5
8	Ø5				
9	C3	OK1	AS	3	1
A	53		LR	3, A	1
B	98		BNO	OK2	3,5
C	Ø3				
D	2Ø	ERROR	LI	EE	2,5
E	EE				
F	—	OK2	—	—	

Si osservi che le uniche istruzioni di 2 byte sono le istruzioni di branch, ma soprattutto si faccia attenzione a come si forma il secondo byte dell'istruzione: l'indirizzo del secondo byte della BNO OK1 è

15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 Ø
Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø 1 1 Ø

l'indirizzo dell'istruzione OK1 è

15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 Ø
Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø 1 Ø Ø 1

La differenza è data dal secondo meno il primo, si faccia quindi il complemento a 2 del primo, cioè si sommi 1 alla sua negazione, e poi lo si sommi al secondo:

15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 Ø

Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø 1 1 Ø

1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 Ø Ø 1 +
1 =

1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 Ø 1 Ø

Adesso si sommino questi valori all'indirizzo dell'istruzione OK1

15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 Ø
(OK1) Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø Ø 1 Ø Ø 1
(2° byte BNO) 1 1 1 1 1 1 1 1. 1 1 1 1 1 Ø 1 Ø =

Ø 1 1

Allo stesso modo viene calcolato la lunghezza del salto, tra la BNO OK2 e OK2 dove si porrà il break point.

Fig. 6 - Disegno del microocomputer MMD-1.

Esecuzione

Si carichi il codice oggetto del paragrafo precedente partendo dalla locazione di memoria H ' ∅∅∅∅ ' in cui si metterà il codice H ' 4∅ ' e di seguito gli altri.

Per provare il programma bisogna però caricare nei registri ∅, 1 e 2, 3 gli addendi.

Naturalmente si può sommare una qualsiasi coppia di addendi ricordando che se si vuole usare un numero negativo bisogna caricare il complemento a 2 del suo valore assoluto.

APPENDICE

In questa appendice viene portato a termine la descrizione del microcomputer MMD-1.

Nel precedente articolo si è usata la logica che stà alla base di questo sistema didattico; ora verrà presentato il cosiddetto «sistema globale», come viene definito a pagina A - 63 del Bugbook VI, edito dalla Jackson Italiana.

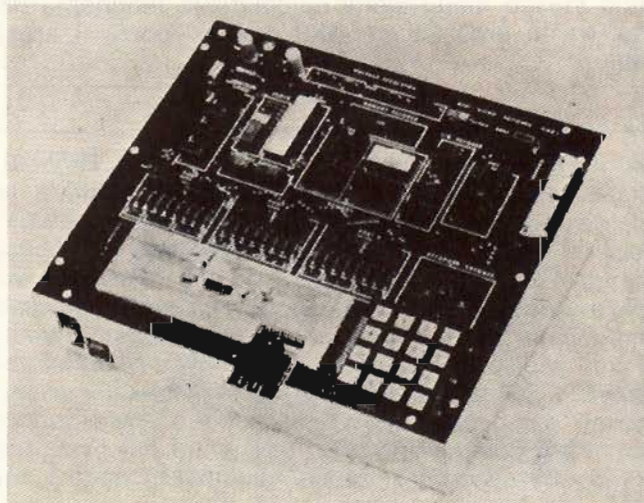
In questa trattazione verrà anche ripresa una procedura di caricamento di un programma, già esposto in modo sintetico nel Bugbook VI, edito dalla Jackson Italiana.

Questa appendice è in parte tratta dai Bugbook V e VI, editi dalla Jackson Italiana, versione italiana della MIPRO s.r.l.

Microcomputer MMD-1: il sistema globale

Il sistema globale del microcomputer MMD-1 è mostrato in fotografia nella *figura 7*, schizzato nella *figura 6* come schema a blocchi nella *figura 8*. I segnali di controllo MR e MW nella *figura 7* corrispondono a MEMR e MEMW, rispettivamente.

Sebbene non ne discuteremo qui, è possibile estendere le capacità dell'MMD-1 tramite una piastra interfaccia di memoria M1, che viene posizionata sul microcomputer MMD-1 come mostra la *figura 9*. Tale piastra vi permette di aggiungere 1 K di EPROM 1702A, 2 K di memoria di lettura/scrittura 8111-2, un'interfaccia per cassetta e un'interfaccia per telescrivente. In *figura 10* è rappresentato lo schema a blocchi della piastra. Per ulteriori dettagli, contattare la E. & L. Instruments, Inc, oppure la Microlem S.p.A., rappresentante in Italia della E. & L. Instruments.

Fig. 7 - Fotografia del microcomputer MMD-1. Attaccato al bus della piastra vi è l'outboard bus monitor LR-27.

Come opera Kex

Il software della KEX è contenuto in una sola PROM 1702A nella locazione scelta per IC15. Questa contiene tutto il software necessario per operare sulla tastiera e sui display a LED, costituenti il nostro pannello frontale controllato da software, dato che i tasti e i LED eseguono funzioni determinate dal software KEX.

In qualunque momento venga premuto il tasto R, la CPU 8080A inizierà ad eseguire il programma dalla locazione 0. Guardando il listing del programma KEX, vedrete che immediatamente dopo aver iniziato alla locazione 0, le istruzioni fanno si che il computer salti alla posizione HI = 000, LO = 070 (HI = 000 per tutto il programma kex) dove iniziano il programma puntando sul primo indirizzo di memoria R/W (003 000).

L'indirizzo e i dati in quella locazione sono visualizzati sulle tre porte di uscita. Ciò avviene fra POINTA e POINTC nel programma. Il software fra POINTC e POINTD eseguirà i compiti necessari per inserire nuovi dati dalla tastiera e spostare i dati sui LED. Lo spostamento viene fatto dentro l'8080A, con instruzioni opportune. Fare questo con l'hardware richiederebbe molti più circuiti integrati, ma occupa relativamente pochi passi di software.

Le routine POINTD, POINTE, POINTF e POINTG costituiscono quello che è chiamato un decodificatore di comandi. Il software decodifica la pressione di un tasto in azioni reali. Premendo H o L fa sì che i dati vengano memorizzati temporaneamente nell'8080A ed il valore di tasti numerici è posto in uscita sul set HI o LO dei LED. Il tasto S fa si che i dati nuovi o in corso vengano rimessi nella locazione di memoria in corso. La pressione del tasto G fa si che il computer usi gli indirizzi HI e LO come punto d'inizio per un nuovo programma.

Le subroutine TIMEOUT e KBRD hanno dei compiti specifici. La TIMOUT farà i suoi conteggi attraverso vari loop per circa 10 millisecondi, mentre la subroutine KBRD inserirà un codice dalla tastiera. La subroutine KBRD ha alcune caratteristiche uniche che illustrano un'interessante correlazione hardware-software. I pulsanti usati nell'MMD-1 non sono esclusi da rimbalzi, in modo che quando gli switch sono aperti o chiusi, essi possono spesso riaprire o richiudere i contatti. Questo può creare confusione al computer dato che esso non è in grado di distinguere fra una chiusura reale del tasto ed un rimbalzo. Non vogliamo che il computer avverta ogni rimbalzo come pressione dei tasti, perciò vorremmo trovare un modo di filtrarli. L'insieme dei circuiti aggiuntivi che comprende latch, clock e monostabili potrebbe fare al caso nostro, ma complica il sistema. Possiamo anche realizzare l'eliminazione dei rimbalzi per mezzo del software.

La subroutine KBRD riconoscerà qualunque pressione dei tasti, ma non inserirà il codice dei tasti se non dopo essere sicura che il tasto è premuto effettivamente. Quanto detto è realizzato aspettando dopo aver avvertito la premuta e ricontrollando poi per essere sicura che si è in pressione. Essa controlla anche quando rilasciamo un tasto per essere sicura che il tasto ha smesso di rimbalzare prima di tentare di riscontrare che viene premuto un altro tasto dall'utente.

I segmenti software TIMOUT e KBRD sono stati organizzati come subroutine e possono essere usati nel vostro software e negli esperimenti. Ognuna di queste subroutine può essere chiamata con un'istruzione CALL, 315. La subroutine TIMEOUT non influenza nessuno dei registri o dei flag e serve solo per ritardare il flusso del software di 10 ms.

Una distinzione importante fra i processori 8008 e 8080 stà nell'uso delle subroutine. Nell'8008, gli in-

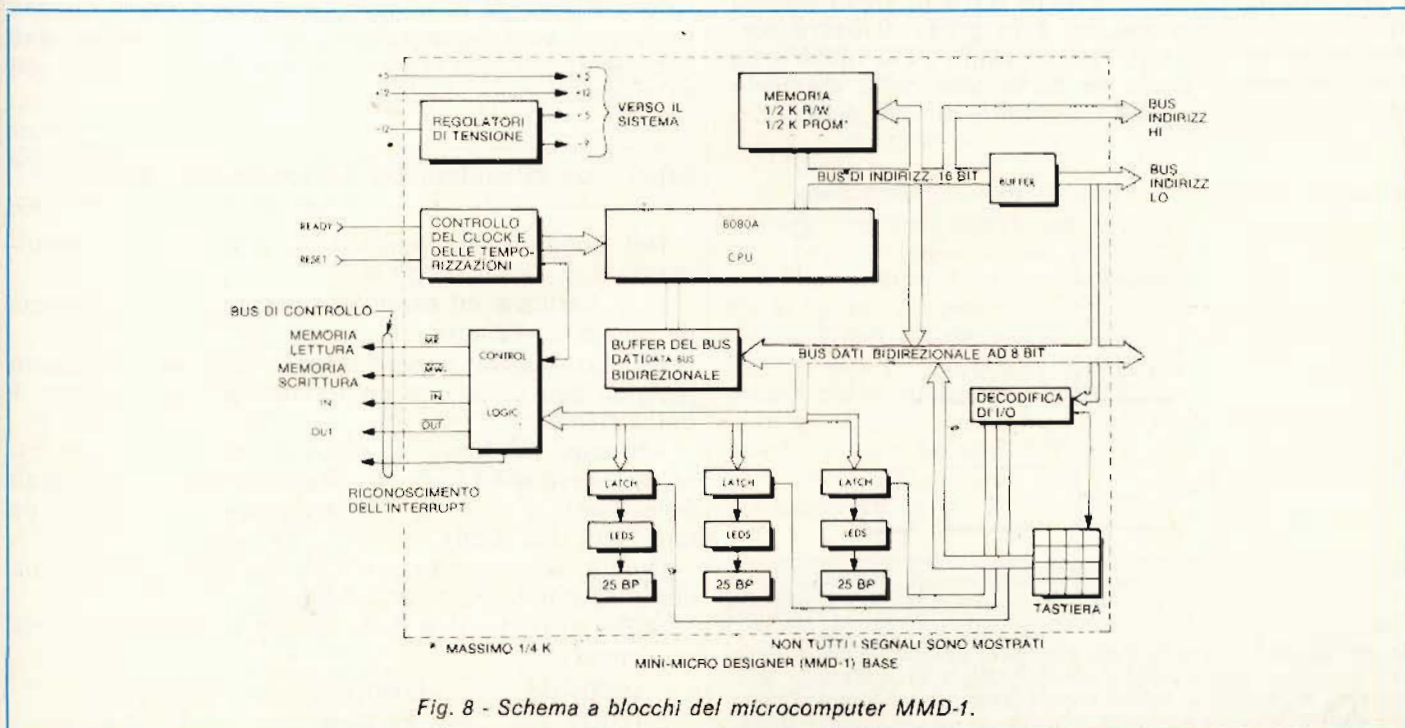



Fig. 8 - Schema a blocchi del microcomputer MMD-1.

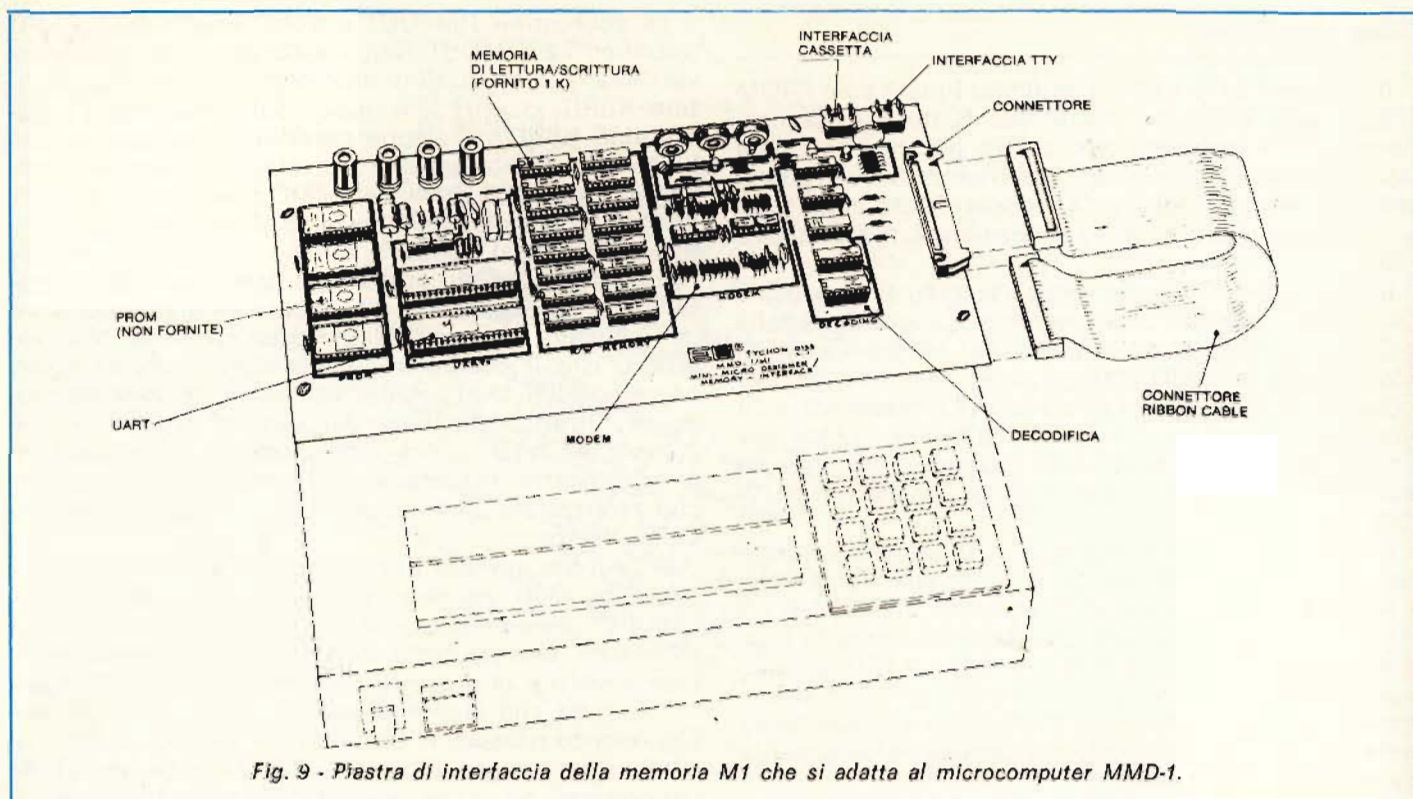



Fig. 9 - Piastra di interfaccia della memoria M1 che si adatta al microcomputer MMD-1.

dirizzi di ritorno erano memorizzati nell'8008 stesso. Nell'8080, questi indirizzi sono memorizzati in una locazione della memoria R/W. Questa è chiamata area «STACK». In qualunque momento si usa una subroutine, noi possiamo eseguirla e poi ritornare indietro al normale flusso di programma. Questi indirizzi di rientro sono molti importanti per il computer dato che forniscono l'unica istruzione di rientro fra la subroutine e il programma principale. Se vogliamo memorizzare in una locazione di memoria R/W, il computer deve sapere dove si trova questa area di memorizzazione, se è in grado di usare correttamente gli indirizzi. Nel software KEX, quest'area viene presettata come la parte alta della memoria R/W con istruzioni alle locazioni 070, 071 e 072. L'istruzione LXI SP carica un registro «stack pointer» interno all'8080 a HI = 004 e LO = 000.

Dato che il registro stack pointer è decrementato per puntare su una nuova locazione prima che venga memorizzato qualche cosa, la prima locazione dello stack sarà HI = 003, LO = 377. Controllate i vostri numeri binari a 16 bit se ciò vi sembra un pò confuso.

Potete usare lo stack come lo organizza KEX (generalmente è una buona idea) o potete mettere il vostro stack in qualunque punto vogliate, usando l'istruzione LXISP. Ricordate di evitare l'area dello stack quando scrivete i vostri programmi. Ricordatevi inoltre che non potete mettere lo stack in un'area di memoria non esistente o in PROM.

Fig. 10 - Schema a blocchi della piastra di interfaccia di memoria M1. La comunicazione fra il microcomputer e la cassetta o telescrivente è in codice ASCII seriale asincrono. La conversione da parallelo in serie è attuata usando una coppia di chip UART.

Esperienze di utilizzo del microcomputer MMD-1

Nel Bugbook V, pagina 4-24, è descritto l'esperimento n. 6, il cui scopo è:

«. . . . caricare ed eseguire un semplice programma da nuove istruzioni».

Questo stesso esperimento viene qui impostato facendo uso di quanto contenuto nell'appendice n. 1 dell'articolo:

«Princìpi hardware e software per sistemi a microprocessore (I^a parte)». (Recentemente apparse su Selezione) e cioè la «suddivisione in gruppi delle istruzioni dell'8080».

Quindi, supponendo che tutti voi possediate un microcomputer MMD-1, accendetelo.

Sulle porte 1, ∅ e 2 Vi appare la seguente configurazione

00000011	00000000	XXXXXXXX
Porta 1	Porta ∅	Porta 2

Fig. 11

cioè, sulla porta 1 appare la parte di utilizzo alta (H) di un indirizzo a 16 bit, in particolare ∅∅3 in ottale.

Sulla porta ∅ Vi appare la parte bassa di un indirizzo (L) di un indirizzo a 16 bit, in particolare 000 in ottale.

Sulla porta 2 Vi appare il *dato contenuto in quelle locazioni di memoria,* definito da una configurazione causale, indicata da XXXXXXXX.

Quindi:

(003 000) = XXX

Che si legge come:

il contenuto delle locazioni di memoria 003000 è XXX.

Si ricordi che la memoria RAM a disposizione dell'utente è di 256 bytes, e va da 003,000 a 003,377 in ottale.

Nostro obiettivo è caricare in memoria quanto segue:

LOCAZIONE DI MEMORIA		DATI
003	000	074
003	001	323
003	002	002
003	003	315
003	004	277
003	005	000
003	006	303
003	007	000
003	010	003

La procedura di caricamento è:

1) Premere il tasto di Reset
2) Impostare il primo dato sulla tastiera e poi premere STORE (tasto S):
074/S
3) Procedere come segue per gli altri dati:
323/S, 002/S, 315/S, 277/S, 000/S, 303/S, 000/S, 003/S.

Gate

FIGURA 12

074	→	INR	A
323 002	→	OUT	2
315 277 000	→	CALL	000,277
303 000 003	→	JMP	003,000

4) Dopo l'ultimo caricamento:
003/S
sui led dovrebbe apparire la seguente configurazione:
003 011 XXX
questo indica che l'ultimo dato (003) è stato inserito in 010 e che la memoria ora punta alla locazione 003 011, in cui vi è un dato casuale XXX.
5) Impostare l'indirizzo di partenza del programma:
003/H, 000/L
6) Far partire il programma
Premere G (tasto di «go!»)

Quello che si vede sui led, sulla porta 2, è un continuo conteggio, abbastanza rapido. Come avrete realizzato, questa esperienza non è molto significativo, avendo essenzialmente lo scopo di descrivere nel dettaglio una reale sequenza di utilizzo software dell'MMD-1.

E' però possibile approfittare di quanto detto per entrare nel particolare per quanto concerne il piccolo programma.

Il Flow-chart del programma è dato in *figura 11*, mentre in *figura 12* avrete la identificazione delle istruzioni partendo dal codice ottale. Questa individuazione può essere poi perfezionata usando la «suddivisione in gruppi delle istruzioni dell'8080».

In particolare, dalla *figura 12*, si veda che la CALL fa riferimento ad una routine di delay, atta a permettere la visualizzazione del conteggio sulla porta 2, già presente nella KEX dell'MMD-1.

BIBLIOGRAFIA

BUGBOOK V e VI
P. RONEY, D. LARSEN, J. TITUS
JACKSON ITALIANA EDITRICE

AMPLIFICATORE AUDIO DI POTENZA VMOS

di Lee Shaeffer

Questo amplificatore, al quale abbiamo già sommariamente accennato in precedenza, è caratterizzato da una bassa distorsione armonica, con tassi relativamente ridotti di reazione negativa, nonché da un eccellente responso ai segnali transistori dovuto alle ottime caratteristiche dei transistori ad effetto di campo impiegati in uscita, rispetto alle frequenze elevate.

La descrizoine comprende non soltanto lo schema elettrico, ma anche la guida per la realizzazione del circuito stampato, l'elenco completo dei componenti, la loro sistemazione, ed alcuni criteri di notevole importanza agli effetti del successo della realizzazione.

Le caratteristiche dell'amplificatore

Ormai sappiamo tutti che, per poter essere classificato tra quelli di qualità elevata, un amplificatore deve essere innanzitutto in grado di funzionare con una potenza sufficiente per la maggior parte delle esigenze di impiego nel campo della riproduzione musicale, ma deve anche presentare una minima distorsione, un ottimo grado di separazione tra i canali, un responso alla frequenza lineare entro i limiti più ampi possibili, e la minima distorsione globale, con un rapporto di «slew rate» non diverso da un limite prestabilito. Inoltre, l'amplificatore deve essere munito di un sistema di protezione contro i cortocircuiti in uscita, e deve dissipare una quantità di energia elettrica non eccessiva rispetto alla potenza erogata.

Ebbene, tutte queste prerogative possono essere facilmente riscontrate nell'amplificatore che stiamo per desorivere, le cui caratteristiche essenziali sono le seguenti:

- 40 W per canale, su carico di 8 Ω: il livello di limitazione di ampiezza corrisponde a 55 W per canale.

Il breve articolo che segue costituisce la descrizione di un amplificatore di potenza stereo da 80 W, di alta qualità, che può essere realizzato impiegando come dispositivi di uscita gli elementi ad effetto di campo VMOS tipo 2N6658.

- Responso alla frequenza lineare da 1 Hz fino ad 800 kHz.
- Distorsione tipica pari allo 0,04% alla frequenza di 1 kHz, con potenza di uscita di 40 W.
- Sistema razionale di protezione del circuito di uscita contro i cortocircuiti accidentali.

Caratteristiche dell'elemento 2N6658

Il semiconduttore ad effetto di campo che viene usato per la realizzazione di questo amplificatore presenta innanzitutto un valore del parametro f_T pari a 600 mHz. Il parametro g_m presenta a sua volta un andamento lineare per I_D maggiore di 400 mA.

Questo semiconduttore non dà adito ad alcun tipo di inconveniente a causa del fenomeno della tensione secondaria di rottura: non comporta dissipazioni per fenomeni termici, e funziona con un fattore «beta» efficace pari praticamente all'infinito.

La *figura 1* rappresenta in forma grafica le variazioni di guadagno e di distorsione, in funzione della frequenza: nel grafico superiore, riferito al guadagno relativo espresso in dB, si può notare che le curve relative al funzionamento a circuito chiuso senza filtro per radiofrequenza, al funzionamento a circuito chiuso con filtro ad alta frequenza, ed al funzionamento a circuito aperto senza filtro per radiofrequenza, coincidono praticamente per tutte le frequenze comprese tra 0 e 100 kHz, differenziandosi tra loro soltanto oltre tale limite. Nel grafico inferiore, che rappresenta invece la distorsione armonica totale espressa in percentuale, sempre rispetto alla frequenza, denota il diverso comportamento dell'amplificatore a seconda che la potenza di uscita sia di 1 W (curva inferiore) oppure di 40 W (curva superiore). In entrambi i casi, il risultato è indubbiamente soddisfacente per tutte le frequenze comprese tra 20 Hz e circa 20.000 Hz.

Fig. 1 - Grafici illustranti le relazioni che intercorrono tra il guadagno relativo e la frequenza, nonché tra la distorsione armonica totale e la frequenza.

Passando ora alla figura 2-*B*, notiamo due riproduzioni oscilloscopiche che illustrano le prestazioni tipiche di questo tipo di amplificatore: in «A», si osserva la caratteristica di uscita con segnali ad onde quadre, rispetto ad una potenza di 40 W e ad un carico di 8 Ω. L'oscillogramma superiore è riferito alla frequenza dei segnali di 10 kHz, mentre quello inferiore è riferito ad una frequenza dei

ELENCO DEI COMPONENTI

R 1	= 1 kΩ - 0,25 W - 5%	R 7	= 20 kΩ - 0,25 W - 5%
R 2	= 1 MΩ - 0,25 W - 5%	R 8	= 20 kΩ - 0,25 W - 5%
R 3	= 20 kΩ - 0,25 W - 5%	R 9	= 10 kΩ - 0,25 W - 5%
R 4	= 200 Ω - 0,25 W - 5%	R10	= 10 kΩ - 0,25 W - 5%
R 5	= 200 Ω - 0,25 W - 5%	R11	= 390 Ω - 0,25 W - 5%
R 6	= 1 kΩ - 0,25 W - 5%	R13	= 3 kΩ - 0,5 W - 5%

R14	= Compensatore resistivo da 250 kΩ
R15	= 11 kΩ - 0,25 W - 5%
R16	= 1 kΩ - 0,25 W - 5% (Non visibile sul disegno del circuito stampato, ma montato sul dissipatore termico).
R18	= 1 kΩ - 0,25 W - 5% (Non visibile sul disegno del circuito stampato, ma montato sul dissipatore termico).
R19	= 3 kΩ - 0,25 W - 5%
R20	= 10 kΩ - 0,25 W - 5%
R21	= 1 kΩ - 0,25 W - 5% (Non visibile sul disegno del circuito stampato, ma montato sul dissipatore termico).
R23	= 1 kΩ - 0,25 W - 5% (Non visibile sul disegno del circuito stampato, ma montato sul dissipatore termico).
R24	= 22 kΩ - 0,25 W - 5%
R25	= 200 Ω - 0,25 W - 5%
R26	= 4,7 Ω - 2 W - 5%
R27	= 22 Ω - 2 W - 5%
R30	= 300 Ω - 0,25 W - 5%
R31	= Compensatore resistivo da 250 Ω.
C 1	= 200 pF in mica argentata
C 2	= 10 µF - 6 V - elettrolitico
C 3	= 100 µF - 6 V - elettrolitico
C 4	= 4 pF - 300 V - ceramico
C 5	= 0,1 µF - 100 V - in poliestere
C 6	= 10 pF - 300 V - ceramico
C 7	= 20 µF - 100 V - elettrolitico
C 8	= 100 µF - 50 V - elettrolitico
C 9	= 0,1 µF - 100 V - ceramico
C10	= 100 µF - 50 V - elettrolitico
C11	= 0,1 µF - 100 V - ceramico
C12	= 0,1 µF - 100 V - ceramico
L1	= Uno strato di spire di rame smaltato del diametro di 0,45 mm avvolte intorno ad R26
F1	= Fusibile da 3 A (non riportato sul circuito stampato).
D1	= Diodo regolatore di corrente Siliconix CR200 da 2 mA
D2	= Diodo al silicio tipo 1N914
D3	= Diodo regolatore di corrente Siliconix di tipo compreso tra il modello CR390 ed il modello CR470 (da 3,9 a 4,7 mA)
D4	= Diodo al silicio tipo 1N914
D5	= Diodo al silicio tipo 1N914
D6	= Diodo regolatore di corrente Siliconix di tipo compreso tra il modello CR390 ed il modello CR470 (da 3,9 a 4,7 mA)
D7	= Diodo regolatore di corrente Siliconix di tipo compreso tra il modello CR390 ed il modello CR470 (da 3,9 a 4,7 mA)
D8	= Diodo zener da 9,1 V - 500 mW (Motorola 1N5855B)
Q1	= Transistore tipo 2N2222
Q2	= Transistore tipo 2N2222
Q3	= Transistore Motorola tipo MPSU56 oppure MM4033
Q4	= Transistore Motorola tipo MPSU56 oppure MM4033
Q5	= Transistore Motorola tipo MPSU03
Q6	= Transistore tipo 2N2222
Q7	= Transistore tipo 2N4402
Q8/13	= Elementi Siliconix tipo 2N6658 (non illustrati sul circuito stampato, e montati sui dissipatori termici)
IC1	= Circuito integrato RCA tipo CA3045

Dissipatori termici: 1 Wakefield 410 K + 1 Wakefield 403 K sovrapposti, oppure 1 Thermalloy 6401B + 1 Thermalloy 6430B sovrapposti uno sull'altro, in modo da accogliere tre unità del tipo TO-3.

Componenti dell'alimentatore

R1	= 300 kΩ - 0,5 W - 5%
C1	= 0,01 µF - 600 V - ceramico
C2	= 0,001 µF - 600 V - ceramico
C3	= 0,001 µF - 600 V - ceramico
C4	= 9.000 µF - 50 V - elettrolitico
C5	= 9.000 µF - 50 V - elettrolitico
BR1	= Rettificatore a ponte da 12 A - 100 V (Motorola MDA980-2)
T1	= Trasformatore con secondario da 50 V con presa centrale - 5 A
F1	= Fusibile ritardato da 3 A
SW1	= Interruttore monopolare da 10 A - 250 V

segnali di 100 kHz. E' facile notare che la lieve alterazione riscontrabile nei confronti della frequenza minore è del tutto trascurabile, e che a maggior ragione lo è quella riscontrabile nel grafico inferiore, riferito ad una frequenza che si trova notevolmente al di fuori della gamma delle frequenze che possono essere normalmente percepite dall'orecchio umano.

Gli oscillogrammi riprodotti alla figura 2-B sono anch'essi riferiti rispettivamente alla frequenza dei segnali di 10 kHz (oscillogramma superiore) e di 100 kHz (oscillogramma inferiore): il primo è stato rilevato applicando una tensione di 32 V da picco a picco ai capi di un carico capacitivo di 2 µF. Il secondo è stato invece rilevato con potenza di 40 W dissipata attraverso il carico di 8 Ω, ma dopo aver disinserito il filtro di ingresso e la rete di smorzamento.

Se si considera che i segnali di ingresso erano costituiti da impulsi rettangolari di forma perfetta, i quattro oscillogrammi riprodotti permettono di constatare le eccezionali prestazioni che è stato possibile ottenere attraverso questa realizzazione.

La sezione di alimentazione

La *figura* 3 rappresenta lo schema elettrico della sola sezione di alimentazione: essa consiste in un trasformatore della potenza nominale di 250 VA, il cui secondario deve essere in grado di fornire una tensione alternata con presa centrale di 50 V, e con una corrente globale di 5 A.

In serie al primario sono stati previsti un fusibile a fusione ritardata da 3 A (F1).

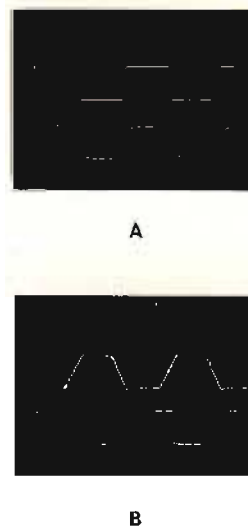



Fig. 2 - Riproduzione di oscillogrammi ottenuti in diverse condizioni di prova: in «A» i due oscillogrammi sono riferiti ad una potenza di uscita di 40 W, e sono stati rilevati con segnali ad onde quadre di 10 kHz (in alto) e di 100 kHz (in basso), su carico di 8 Ω. In «B» entrambi gli oscillogrammi sono ancora riferiti rispettivamente alle frequenze di 10 kHz (in alto) e 100 kHz (in basso): l'oscillogramma superiore è però riferito ad una tensione di 32 V da picco a picco con 2 µF, ed il secondo ad un carico di 8 Ω, con potenza di uscita di 40 W, ma senza filtro di ingresso e senza rete di smorzamento.

ed un interruttore (SW1), in parallelo al quale è prevista la capacità C1, del valore di 0,01 µF, adatta però a sopportare una tensione di lavoro pari almeno al triplo di quello di rete.

In parallelo all'ingresso a tensione alternata, del valore disponibile alla rete di distribuzione, è stato previsto il partitore capacitivo costituito da C2 e C3, entrambi del valore di 0,01 µF. Il punto in comune tra questi due valori capacitivi fa capo a massa, ed a massa fa capo anche il resistore R1, del valore di 300 kΩ, in modo da costituire un filtro in grado di impedire ai transistori che normalmente si propagano lungo la linea di distribuzione dell'energia elettrica di raggiungere i circuiti alimentati, e di compromettere quindi l'integrità dei suoni riprodotti.

La tensione alternata disponibile al secondario viene rettificata mediante un rettificatore a ponte da 5 A, in grado di funzionare con una tensione inversa di picco pari ovviamente almeno al doppio della tensione efficace che deve essere rettificata.

Collegando a massa la presa centrale del secondario, ed anche il punto in comune della disposizione in serie tra C4 e C5, entrambi da 9.000 µF, è possibile ottenere due diverse tensioni di alimentazione aventi un valore simmetrico ma una polarità opposta rispetto a massa. L'alimentatore rende infatti disponibili le tensioni di + 36 e di −36 V rispetto a massa, con ottime caratteristiche di livellamento e di stabilità.

Lo schema elettrico dell'amplificatore

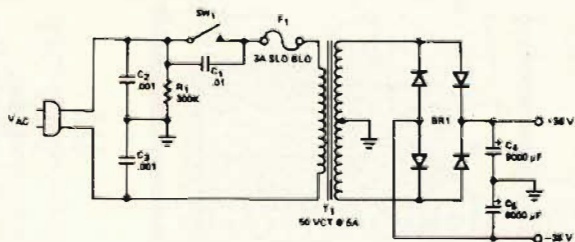
La *figura 4* rappresenta lo schema elettrico dell'amplificatore propriamente detto: la tensione di ingresso (V_{IN}) viene applicata alla base del primo stadio, Q1, attraverso il filtro per radiofrequenza, costituito dalla combinazione in serie tra R1 e C1: il segnale viene però derivato esclusivamente in parallelo a C1, ed applicato al circuito a «π» costituito da R2, da C2 e da R3. Quest'ultimo componente agisce anche agli effetti della polarizzazione di base di Q1.

Q1 e Q2 sono due stadi perfettamente simmetrici, e che si comportano quindi in modo differenziale, allo scopo di ottenere, grazie alla presenza di D1, comune ad entrambi i circuiti di emettitore, due segnali pre-amplificati e di fase opposta, che vengono prelevati dai rispettivi collettori, aventi il medesimo valore del resistore di carico (R9 ed R10): questi segnali vengono poi applicati direttamente alle basi di Q3 e Q4, il cui circuito di emettitore si riunisce nello stadio Q7, che, tramite R31, consente di regolare le caratteristiche dinamiche di funzionamento dell'amplificatore, grazie anche alla presenza del diodo D3, che esercita la sua funzione di stabilizzazione.

I segnali di fase opposta che si sviluppano nei circuiti di collettore di Q3 e di Q4 vengono elaborati attraverso l'unità integrata IC1, del tipo CA3045, per essere poi trasferiti in uscita agli ingressi delle unità VMOS, tutte del tipo 2N6658.

Il gruppo in parallelo costituito da C6 e da R20 determina con l'aiuto di D9 il lieve tasso di reazione negativa necessaria per migliorare la curva di responso nell'intero amplificatore.

L'uscita viene prelevata attraverso la combinazione in parallelo tra L1 ed R26,

Fig. 3 - Schema elettrico completo della sezione di alimentazione, che, mediante rettificazione della corrente alternata di rete, rende disponibili due tensioni di +36 e di —36 V rispetto a massa, per il corretto funzionamento dell'amplificatore.

e viene filtrata da R27 e C12, prima di raggiungere l'altoparlante attraverso il fusibile di protezione F1, da 3A.

Le tensioni di alimentazione di + 36 e di — 36 V rispetto a massa vengono applicate alle linee comuni positiva e negativa attraverso rispettivamente C8/C9 e C10/C11, in modo da eliminare l'eventuale componente alternata residua, ed i segnali transistori residui che fossero riusciti a superare la prima sezione di filtraggio presente nella unità di alimentazione.

CRITERI REALIZZATIVI

L'intera apparecchiatura potrà essere comodamente installata su di un unico circuito stampato, le cui caratteristiche sono illustrate alla *figura 5*, dal lato rame in *A*, e dal lato dei componenti in *B*: la seconda parte di questa figura riporta per ogni componente le medesime sigle adottate nello schema elettrico, in modo da consentirne facilmente l'individuazione, evitando all'eventuale costruttore il pericolo di installare qualche componente in una posizione errata. Oltre a ciò, per i diversi semiconduttori vengono identificati i collegamenti di base, di emettitore e di collettore, mediante le sigle rispettive e consuete, B, E, e C.

La parte destra del disegno di figura 5 permette di individuare anche il punto di massa, i terminali di ingresso in corrispondenza di R1, il terminale di uscita tra la massa ed R26, nonché i punti ai quali vanno applicati i due potenziali di alimentazione positivo e negativo.

Per quanto riguarda la realizzazione pratica, è molto importante che R16 venga sistemata alla minima distanza possibile dal «gate» di Q8, e cioé ad una distanza possibilmente inferiore a 25 mm. Analogamente, è consigliabile montare R17, R18, R21, R22 ed R23 alla minima distanza possibile rispetto ai «gate» di Q9 e di Q13. In mancanza di tale accorgimento, può accadere che si manifestino oscillazioni parassite al momento del collaudo.

L'intero amplificatore può essere montato su di un telaio metallico avente le dimensioni approssimative di mm. 180 di profondità, 330 di lunghezza e 50 di altezza, disponendo le diverse parti nel modo visibile dall'alto, ossia in pianta, alla *figura 6*: i dissipatori termici per le unità semiconduttrici che sviluppano calore durante il funzionamento devono essere installati perpendicolarmente rispetto al circuito stampato, impiegando appositi dispositivi di sostegno.

I dissipatori per entrambi i canali sono naturalmente interlacciati tra loro, e devono essere montati sul telaio con l'aggiunta di altri dispositivi di sostegno.

Un ultimo avvertimento consiste nel fatto che i raccordi di ingresso e di uscita devono essere installati su rapporti in plastica isolati o su supporti in «vectorboard», eseguendone il collegamento direttamente ai punti di ancoraggio presenti sul circuito stampato.

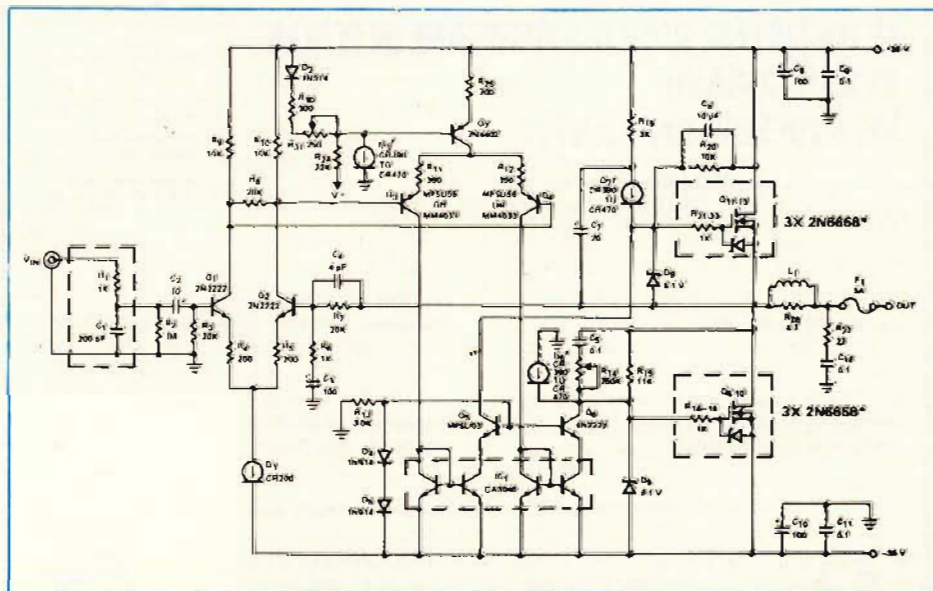



Fig. 4 - Circuito elettrico completo dell'intero amplificatore, nel quale vengono usati alcuni transistori di tipo convenzionale, e due elementi complessi del tipo VMOS 2N6658, come stadi finali.

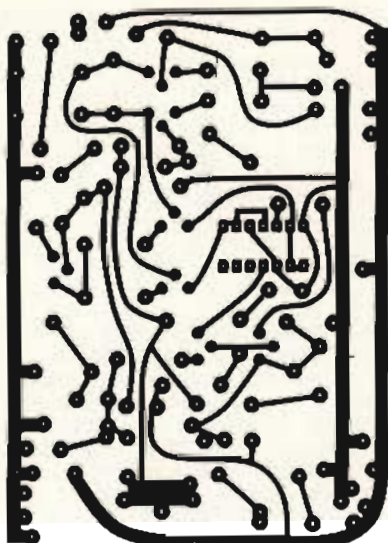
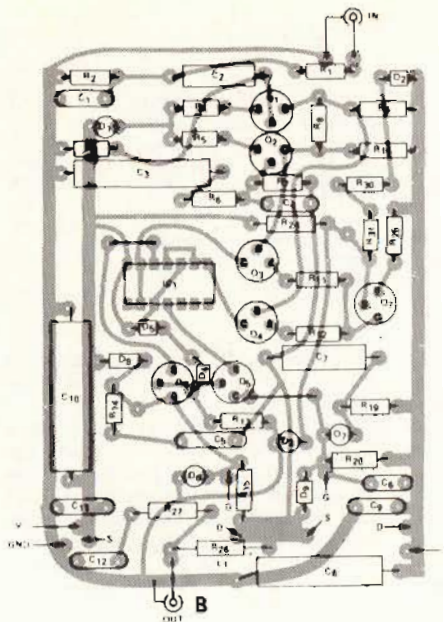



Fig. 5 - In «A» lato delle connessioni in rame del circuito stampato su cui può essere montato l'intero amplificatore di cui alla figura 4, ad eccezione di alcuni componenti esterni. In «B» il lato opposto del medesimo circuito stampato, tracciato in modo da identificare con esattezza la posizione dei componenti installati sulla basetta.

Operazioni iniziali di messa a punto

Una volta eseguito il montaggio, e dopo aver controllato con cura che tutti i componenti siano stati installati nella loro esatta posizione, e che tutte le saldature siano state eseguite a regola d'arte, evitando cioé l'applicazione di eccessive quantità di stagno, e soprattutto evitando di provocare perdite e mancanze di isolamento tra linee adiacenti, conviene eseguire nell'ordine i seguenti controlli, che costituiscono la messa a punto iniziale.

1 - Per un primo collaudo, è bene ricorrere all'impiego di un alimentatore con corrente limitata a 500 mA - 1A. Se tale alimentatore non è disponibile è opportuno collegare provvisoriamente dei resistori da 100 Ω, con dissipazione nominale di 10 W, in serie agli elettrodi «drain» delle unità VMOS.

2 - R14 ed R31 devono essere portate in corrispondenza del loro valore massimo, ruotandone il cursore completamente in senso anti-orario.

3 - Controllare la corrente in serie alla linea positiva di alimentazione, e — simultaneamente — controllare l'entità della tensione disponibile in uscita. Non appena viene applicata la tensione, di alimentazione, la corrente in gioco deve raggiungere il valore approssimativo di 40 mA, mentre la tensione di uscita deve presentare un valore quasi uguale a zero.

4 - Ruotare lentamente il cursore di R31 in senso orario, fino al punto in cui la corrente di alimentazione comincia ad aumentare. Lasciare che l'amplificatore si scaldi per circa 5 minuti, e quindi regolare R31 fino ad ottenere una corrente in assenza di segnale di 200-350 mA. (La distorsione minima si ottiene con una corrente di circa 300 mA).

5 - A questo punto, è possibile applicare all'amplificatore il suo alimentatore, eseguendo i collegamenti normali. La corrente in assenza di segnale deve rimanere della medesima intensità precedentemente riscontrata. In caso contrario, regolare nuovamente R31. A questo riguardo è bene rilevare che se R31 deve costituire un carico molto forte, è molto probabile che le condizioni di funzionamento dell'amplificatore non siano corrette, per cui è bene procedere nuovamente ad un accurato controllo dell'intero circuito.

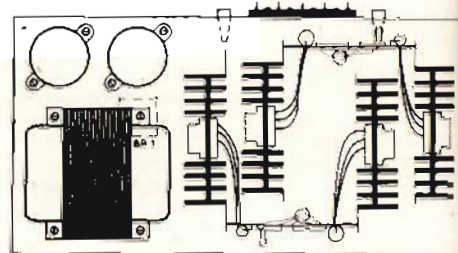



Fig. 6 - Vista dall'alto del telaio metallico su cui viene montato l'intero amplificatore. Il disegno mette in evidenza anche la tecnica di fissaggio dei due circuiti stampati per la versione stereo dell'amplificatore (due unità identiche del circuito di cui alle figure 4 e 5), nonché i dissipatori termici che supportano gli stadi finali.

6 - Nell'eventualità che si disponga di un analizzatore di distorsione, regolare la potenza di uscita sul valore di 10 W, e regolare la frequenza del segnale al valore di 1 kHz. A questo punto, con l'amplificatore in funzione e col segnale applicato, regolare R14 per il circuito di reazione fino ad ottenere la minima distorsione possibile. Durante la regolazione di questo componente deve essere possibile notare un guizzo molto evidente dell'ampiezza del segnale. Se invece non si dispone di un analizzatore di distorsione, R14 dovrà essere predisposto approssimativamente a metà della sua rotazione (ad un valore quindi pari a circa 125 kΩ).

7 - Una volta seguita con meticolosità tutta la procedura descritta per entrambi i canali, è sufficiente collegare gli altoparlanti preferiti alle rispettive uscite, e godere da quel momento in avanti delle eccezionali prestazioni di questo amplificatore.

Un'ultima nota prima di procedere alla pubblicazione dell'elenco dei componenti: i regolatori di corrente D3, D6 e D7 possono presentare qualsiasi valore compreso tra il CR 390 ed il CR 470, ma tutti e tre gli elementi di un medesimo circuito stampato devono essere uguali tra loro.

NOTIZIE E CORRISPONDENZE SULL'ASSISTENZA TV E IMPIANTI DI ANTENNA

di Amadio GOZZI

Chiunque abbia quesiti da porre o schemi elettrici TV da richiedere, può scrivere presso la redazione della rivista. Alle domande alle quali il lettore attribuisce carattere di urgenza, in particolare a quelle che riguardano interventi su televisori, verrà data evasione a stretto giro di posta. Quelle che rivestono carattere generale, a insindacabile giudizio della redazione, saranno pubblicate in questa rubrica. Il contenuto delle lettere prescelte potrà venire da noi condensato al fine di dare spazio alla trattazione del maggior nupero di quesiti. Le tariffe sono: Per sole consulenze: L. 3000 (L. 2000 per gli abbonati) a compenso delle spese postali, di ricerca e di segreteria. L. 4000 (L. 3000 per gli abbonati) per le domande per le quali si richiede, espressamente, una risposta immediata. Per sole richieste di fotocopie: L. 1500 per schemi di TV in bianco e nero. L. 2500 per schemi di TV a colori. Per richieste di consulenze e di fotocopie assieme, i due compensi vanno accumulati. Qualora non sia possibile soddisfare il richiedente, oppure la somma inviata risulti superiore al necessario, il lettore riceverà, con la risposta, la parte di denaro in eccesso.

Sig. Pantani Vasco
Empoli (FI)

Il Sig. Pantani si pone una sfilza di ben 6 quesiti che riguardano i problemi (e sono tanti) che si devono risolvere oggigiorno quando si abbiano ad eseguire impianti di antenna adibiti alla ricezione dei programmi emessi dalle TV private. Assicuriamo l'amico lettore che i problemi da lui sollevati, con il caos tuttora vigente in materia di radiotrasmissioni, sono gli stessi che angustiano la maggior parte degli antennisti in questo momento. La mancanza di norme legislative in materia porterà presto alla quasi paralisi del settore. Già le emittenti più forti (di Watts e di soldi) stanno per sopraffare quelle più deboli (alla faccia della democrazia!). Presto inizierà anche la guerra tra le big con reciproci disturbi e interferenze con grossi danni non soltanto economici per gli installatori e i clienti i quali sono oramai obbligati a sostituire gli impianti almeno due volte l'anno per dover rincorrere queste stazioni che nascono, cambiano frequenza, potenza di emissione ecc con una velocità impressionante.

Ci scusiamo di questo sfogo, ma chi scrive vive sulla propria pelle queste angosce quotidiane e capisce le difficoltà enormi in cui si dibattono i colleghi ai quali va tutta la nostra solidarietà.

Passiamo ai quesiti postici con brevi risposte:

Quesito n. 1 Se l'emittente che lei desidera ricevere dista 310 Km è il segnale in arrivo è inferiore ai 100 μV, crediamo che nessuna apparecchiatura (antenna-amplificatore ecc) per quanto efficiente e sofisticata che sia, possa fare il miracolo di portare all'imgresso del televisore un segnale commerciale.

Quesito n. 2 Circa la eliminazione, purchè possibile, di interferenze, disturbi, effetti fantasma ecc, la rimandiamo ai primi due numeri di Consulenza TV (fascicoli di gennaio e febbraio 1979 di Selezione) nei quali questi argomenti sono stati trattati.

Quesito n. 3 Le antenne omnidirezionali sono indicate soltanto per i mezzi mobili (autobus-roulottes ecc), poichè in questi casi il solo fatto di rendere possibile la ricezione è più importante della qualità della ricezione stessa. Queste antenne possono anche venire impiegate in zone dove tutti i segnali TV presenti abbiano una buona consistenza e non abbiano, perciò, bisogno di venire amplificati.

Infatti, le caratteristiche non sempre lineari di questi ultimi porterebbero fenomeni di intermodulazione. Sconsigliamo tuttavia di impiegare queste antenne per la normale ricezione TV domiciliare. C'è già tanto caos anche quando si separano accuratamente i canali da ricevere che non vediamo la ragione di aggiungere nuove fonti di difficoltà.

Quesito n. 4 Per la ricezione della Svizzera Italiana sul canale 64 le consigliamo di fare uso di un'antenna a molti elementi e a banda stretta (canali 60 ÷ 70) ed eventualmente convertire il segnale dal canale originale in un canale VHF che disti almeno 7 MHz dal 1° programma RAI. Praticamente, tutte le ditte che fabbricano materiale di antenna, producono tali convertitori, che potranno essere a tre oppure a quattro transistori a seconda del guadagno richiesto. Per quanto riguarda le bande trasversali che disturbano la ricezione, provi ad introdurre in serie al cavo coassiale di discesa, subito dopo i morsetti di antenna, una trappola regolabile. Può darsi che tale interferenza sia dovuta alla presenza in antenna di una forte emittente che si sovrapponga alle altre. Qualora

nemmeno con l'impiego di una trappola si ottenga la scomparsa del disturbo, significa che le barre sono prodotte nelle apparecchiature del trasmettitore e che non è possibile porvi alcun rimedio.

Quesito n. 5 Per una corretta ricezione delle TV private in banda V UHF si legga la rubrica "Consulenza TV" di gennaio e febbraio 1979.

Quesito n. 6 Riguardante l'altezza ottimale del palo di antenna. L'altezza del palo sul quale vanno fissate le antenne varia a seconda del numero e del tipo di queste ultime e degli ostacoli "ottici" che si frappongono tra il trasmettitore e le antenne riceventi oltre che alla intensità con cui i diversi segnali si presentano nella zona ove l'impianto deve essere installato. Si tenga conto che tanto più in alto vengono poste le antenne, migliore è il segnale ricevuto sia come intensità che come qualità. Si tenga anche presente che è indispensabile applicare i controventi quando l'altezza del palo sia superiore ai due metri e/o le antenne applicate siano assai voluminose e pesanti.

Per ciò che concerne le distanze fra le diverse antenne, anche se possono sembrare eccessivi i dati forniti dalla CEI nella tabella pubblicata in fig. 1, occorre pensare che le antenne vanno tanto più distanziate quanto più sono vicine come canale o banda di ricezione e quanti più sono allineate verso la stessa direzione.

Antenne con riflettori a rete oppure a lambda, aventi per questo un elevato rapporto avanti-indietro, qualora siano dirette in opposizione possono anche venire fissate nello stesso punto del palo. In ogni caso, la pratica corrente suggerisce di lasciare uno spazio non inferiore ai 30 ÷ 50 cm fra un'antenna e l'altra. La distanza minima dal tetto non dovrà essere inferiore al mezzo metro.

Bande	I (TV)	II (FM)	III (TV)	V (TV)	IV (TV)
I (TV)	320	180	180	100	100
II (FM)	180	140	100	100	100
III (TV)	180	100	100	100	100
IV (TV)	100	100	100	80	65
V (TV)	100	100	100	65	65

Antenne allineate entro ± 20° o contrapposte.

Bande	I (TV)	II (FM)	III (TV)	V (TV)	IV (TV)
I (TV)	230	100	130	75	75
II (FM)	130	100	75	75	75
III (TV)	130	75	75	75	75
IV (TV)	75	75	75	60	50
V (TV)	75	75	75	50	50

Antenne incrociate a 45° ± 25°

Bande	I (TV)	II (FM)	III (TV)	V (TV)	IV (TV)
I (TV)	185	100	100	55	55
II (FM)	100	80	55	55	55
III (TV)	100	55	55	55	55
IV (TV)	55	55	55	45	35
V (TV)	55	55	55	35	35

Antenne incrociate a 90° ± 20°

Fig. 1 - Tabella CEI (Comitato elettrotecnico Italiano) indicante le distanze minime ottimali fra antenne poste sullo stesso palo. Come si può notare tale distanza di sicurezza aumenta quando diminuisce l'angolo di sfasamento fra le antenne, sia quando diminuisce la distanza (in MHz) fra i canali o le bande ricevute. La tabella è tratta dal Manuale Pratico del RiparatoreRadio-TV, cap. III (Antenne singole e centralizzate).

Fig. 2 - Ecco come si applica il TOUCHA ad un normale televisore per aumentare il numero dei programmi ricevuti. Uno dei pulsanti della tastiera incorporata nel TV va riservato alla sintonizzazione del canale A, canale sul quale vengono convertiti tutti i programmi ricevuti dal TOUCHA.

M. Giovannini
Modena

Vorrei che mi aiutaste a risolvere un problema resosi attuale a causa della proliferazione delle emittenti private. Molti clienti mi chiedono di aumentare il numero dei canali del loro televisore in modo da non dover agire in continuazione sulla sintonia dell'apparecchio. Mi potete consigliare in merito?

Per risolvere il problema da lei accennato esistono due metodi: il primo, che si può adottare per tutti i televisori ha, però, l'inconveniente di essere modertamente costoso; il secondo sistema è assai più economico del primo e, inoltre, è tecnicamente più valido. Presenta una sola limitazione: si può applicare soltanto ai televisori che hanno la presintonizzazione per mezzo di una tastiera potenziometrica.

I° METODO - Si tratta di applicare all'esterno del televisore un apparecchietto denominato TOUCHA. È in vendita presso tutti i punti dell'organizzazione GBC col numero di codice MG 0381-00. Costo intorno alle trentaseimila lire, salvo variazioni quando sarà pubblicata questa pagina. L'apparecchio in questione si compone di un piccolo alimentatore che permette di funzionare in modo autonomo, di un sintonizzatore a varicap con uscita convertita sul canale A (Banda I VHF), invece che sulla media frequenza video così come avviene nel televisore, di una tastiera potenziometrica a 8 tasti.

L'applicazione al TV avviene in questa maniera: la discesa coassiale dell'antenna va applicata al TOUCHA per mezzo di uno spinotto Ø 9 mm, mentre dallo stesso TOUCHA parte un cavo a 75 Ω che va collegato all'ingresso d'antenna del ricevitore. In figura 2 forniamo uno schema applicativo dell'apparecchio testè descritto. Per l'utilizzazione del TOUCHA basterà sintonizzare il televisore sul canale A e presintonizzare gli otto tasti su altrettante emittenti. Se il televisore su cui si lavora ha la commutazione canali a sensori oppure a tasti, sarà indispensabile riservarne uno da regolare sul canale A onde poter ricevere i programmi provenienti dall'apparecchio aggiunto. In totale, perciò, i programmi ricevuti in aggiunta a quelli originari sono 7 invece di 8. Terminiamo la descrizione di questo primo metodo dicendo che l'applicazione del TOUCHA è consigliata soltanto per i ricevitori vecchio tipo e per quelli a sensori. Inoltre, è indispensabile disporre in antenna di emittenti di entità piuttosto consistenti in quanto si ha una certa perdita di segnale nella conversione dei canali.

2° METODO - Questo secondo tipo di intervento è particolarmente adatto per accontentare i possessori

di televisori che hanno la commutazione dei programmi tramite tastiera. Consiste nell'applicare, o su un supporto esterno o, meglio, su di un lato del mobile, una seconda tastiera simile a quella impiegata sull'apparecchio, usandola in alternativa alla prima con il semplice azionamento di un deviatore a pulsante. Il materiale impiegato per questa aggiunta consiste di una tastiera potenziometrica (non è indispensabile che abbia lo stesso numero di tasti di quella originale, purché ohmmicamente sia simile a quella originale), di un deviatore a pulsante a quattro vie - due posizioni, eventualmente di un diodo LED, funzionante a 3 V, che serva ad indicare quale delle due tastiere è al momento in azione, di un metro circa di cavetto schermato quadripolare (del tipo impiegato in sterofonia). Il materiale qui descritto non viene a costare più di dieci-dodici mila lire. Ad esse vanno aggiunte un'ora e mezzo circa di mano d'opera. A parte il risparmio di spesa rispetto al primo metodo, risparmio che pure è rilevante, ci preme mettere in rilievo la più accurata esecuzione tecnica dell'intervento al termine del quale sembrerà che il televisore abbia beneficiato già dall'origine di un così notevole numero di canali.

L'esempio che illustriamo qui di seguito e dal quale diamo lo schema applicativo in fig. 3 è stato eseguito recentemente nei nostri laboratori ed ha fornito dei risultati eccellenti. Si trattava di duplicare i canali di un Voxon a colori mod. T 2502 C, un TV di qualche anno fa, che disponeva in origine di una tastiera di soli 7 programmi. Si tenga conto che nella zona di Milano è possibile ricevere in maniera commerciale almeno il doppio di programmi. Dato che il mobile in legno del televisore è piuttosto voluminoso, abbiamo pensato di applicare la nuova tastiera in una finestrella scavata sul suo lato destro, abbastanza vicino alla tastiera già esistente, per non dover ricorrere a collegamenti troppo lunghi. Sotto la tastiera aggiunta abbiamo posto un deviatore a pulsante per la commutazione delle due tastiere. Un diodo LED spia, colorato in rosso, è stato introdotto in un foro appositamente effettuato sul frontale del televisore. È molto importante non dimenticare che le connessioni vanno effettuate con filo schermato, trattandosi di collegamenti che arrivano al gruppo di alta frequenza dopo percorsi che ora risultano alquanto allungati.

Sig. Cassulino
Montemagno (Asti)

Mi trovo a dover riparare un TV Braun Telegraph, bianco e nero da 12", al quale manca la muninosità. Ho scoperto che il diodo di recupero in alta tensione, che porta la sigla SNS 3003, è interrotto. Non sono in possesso dello schema elettrico e non ho l'indirizzo del Fabbricante. Per il fatto che non sono riuscito a reperire il diodo sopra-

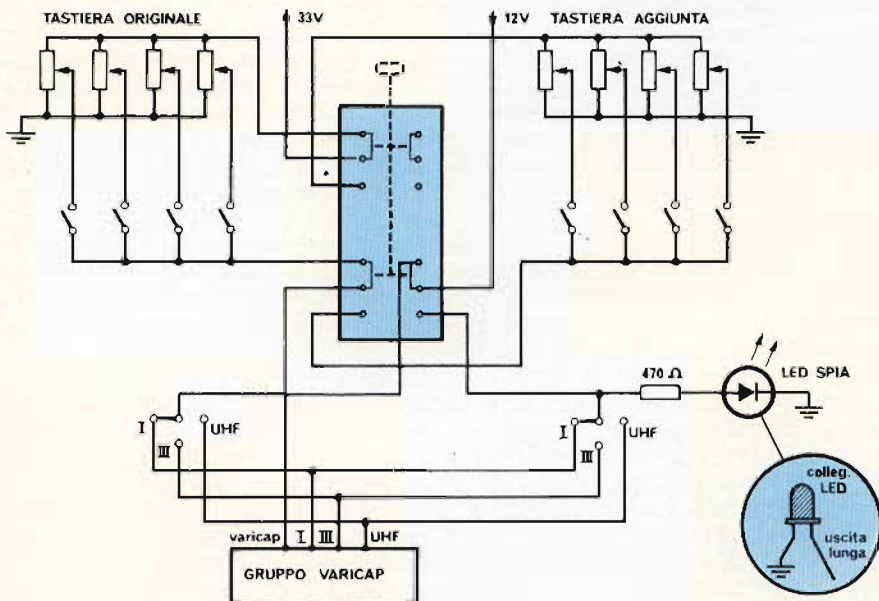



Fig. 3 - Il disegno rappresenta lo schema dei collegamenti seguito nell'applicazione di una tastiera aggiuntiva a quella già presente sul televisore. Per semplicità di esposizione vengono prese in considerazione due tastiere a quattro pulsanti, ma lo stesso schema è applicabile a tastiere con un maggior numero di canali ricevuti. È molto importante che i collegamenti vengano effettuati con filo schermato (ad esempio il cavetto quadripolare per usi stereofonici).

citato, ho provato a sostituirlo dapprima con un BY 127 e poi con un AY 103K, ma questi si sono guastati subito dopo l'accensione dell'apparecchio. Non sono riuscito a trovare una pubblicazione nella quale sia possibile trovare un diodo con la sigla SNS 3003, per cui non so a quale corrispondente ricorrere. Potete aiutarmi in questa ricerca? Potete inviarmi lo schema elettrico?

Abbiamo rintracciato il Fabbricante che produce i televisori Braun Telegraph. Si tratta della ditta SIDA di Crema. Il suo indirizzo è il seguente: Ditta SIDA, Via Rossi Martini 41 - 26013 Crema. Tel. (0373) 30891. Ci siamo fatti inviare gli schemi elettrici degli apparecchi da essa prodotti.

Fra questi, ve n'è uno relativo ad un apparecchio da 12" B/N. Lo schema in questione non riguarda esattamente il televisore che lei ha in riparazione, ma osservando attentamente le due porzioni di schema da lei trascritte nella lettera che ci

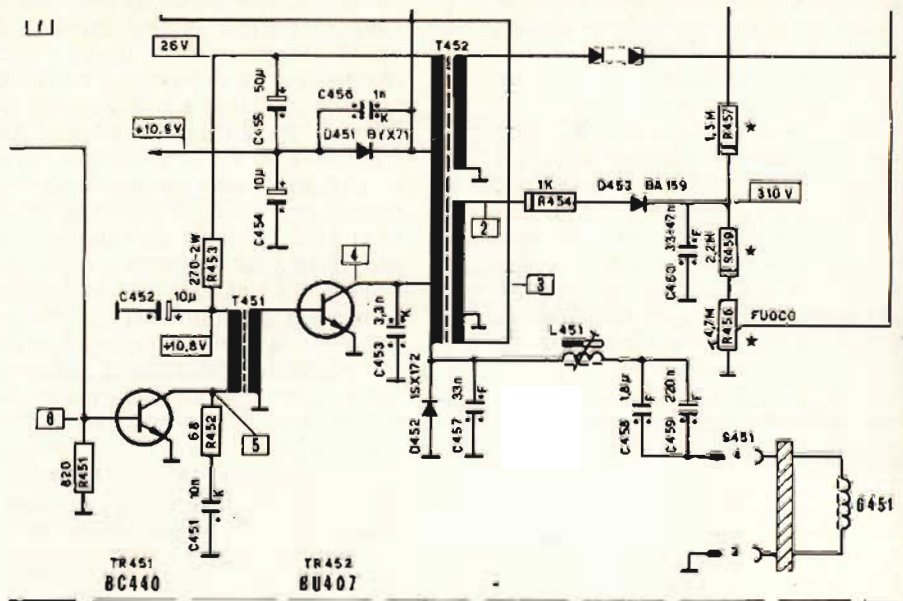



Fig. 4 - Stadio di deflessione orizzontale ed EAT del televisore Braun Telegraph B/N 12".

Il gran numero di lettere ricevute, sia per la richiesta di consulenza tecnica che per l'invio di schemi elettrici, attesta l'interesse suscitato dalla nostra rubrica tra gli amici riparatori e installatori e ci sprona a cercare di rendere CONSULENZA TV sempre più aderente alle necessità tecniche dei nostri lettori. Non nascondiamo che benché ci aspettassimo una buona accoglienza, la quantità degli interventi è stata superiore alle nostre aspettative. Per questa ragione ci scusiamo con i nostri lettori interlocutori se in questa prima fase di assestamento si potrà verificare qualche isolato ritardo nella evasione delle risposte. Stiamo potenziando la redazione della rubrica e contiamo in un breve lasso di tempo di poter adeguare i nostri mezzi alle cresciute necessità.

In ogni caso, preghiamo vivamente chi ci scrive di fare uno sforzo di chiarezza nell'esposizione dei problemi tecnici, in particolare per quanto riguarda la descrizione dei difetti di funzionamento dei televisori, difetti che obbiettivamente non sempre è possibile esporre con chiarezza data la complessità con cui talvolta si presentano agli occhi del riparatore. Per darci la possibilità di fare una diagnosi quanto più esatta dei guasti che ci vengono descritti e per potere, di conseguenza, fornire i consigli più utili per risolverli, chiediamo ai nostri amici di verificare in via preliminare la tensione di alimentazione generale dell'apparecchio in esame.

Per i televisori a valvole, basterà controllare che le tensioni presenti all'uscita dei filtri di livellamento abbiano un valore vicino a quelli riportati sullo schema elettrico e che le tensioni residue di ronzio (ripple) siano di entità trascurabile. Applicando in parallelo ai condensatori elettrolitici delle cellule di filtro un condensatore esterno si potrà verificare se vi siano o meno elettrolitici in perdita. Ogni tecnico sa bene come i difetti di funzionamento più strani siano provocati proprio dalle tensioni di alimentazione non ben filtrate.

Per quanto riguarda i televisori a stato solido alimentati con tensione stabilizzata, si potrà facilmente controllare il funzionamento dello stadio di alimentazione, sostituendo integralmente con un alimentatore esterno regolato sulla tensione riportata dallo schema elettrico.

L'impiego, per questa prova, di un alimentatore stabilizzato (ad esempio: il modello ST 20 + 20/1000 C della Unaohm Start, codice GBC: TS 3313-00) dotato di fusibile elettronico reinseribile, permette anche di verificare se esistano o meno cortocircuiti parziali o totali negli altri stadi del televisore.

A questo scopo, lo strumento è dotato oltre che di un voltmetro, anche di un amperometro in continua per rendersi conto dell'assorbimento provocato dal circuito esaminato.

A tutti coloro, invece, che ci richiedono schemi elettrici di televisori in bianco e nero e a colori, chiediamo di specificare chiaramente, oltre alla marca, il modello dell'apparecchio completo di nome e sigla (ad esempio: TV SINUDYNE, mod. 1220 NEW FAUNO). senza questa indicazione è assai ardua la ricerca sugli schemari. Quando ciò non sia possibile per causa di forza maggiore chiediamo almeno che ci vengano dettagliatamente forniti altri dati di completamento come le dimensioni dello schermo in pollici, il numero e il tipo di valvole impiegate, oppure i transistori di potenza come i finali di riga e di quadro, suono e video, il tipo di alimentazione impiegata, di quale tipo di gruppo AF l'apparecchio è equipaggiato ecc., ed ogni altro elemento che possa facilitarci la individuazione del modello ricercato. Questi dati aggiunti sono particolarmente utili quando si debbano cercare schemi di apparecchi molto vecchi o di marche non più in commercio o semisconosciute oppure schemi di televisori di produzione troppo recente per comparire sulle raccolte degli schemari. Naturalmente questo tipo anomalo di ricerca prolunga alquanto il tempo di attesa per la risposta.

Ricordiamo che non possiamo inviare schemi di radioricevitori in quanto le Case Produttrici li forniscono con difficoltà e esistono pochi schemari in tal senso. Ricordiamo ancora che le difficoltà nel reperimento degli schemi è inversamente proporzionale alla notorietà del Fabbricante.

ha inviato (stadio di alimentazione e finale di riga), possiamo constatare come i circuiti siano assai simili. Infatti, cambiano soltanto i transistori impiegati.

Per questo, non appena ne siamo venuti in possesso abbiamo interessato il nostro SERVIZIO SCHEMI affinché gliene inviassero una fotocopia. Per quanto riguarda il diodo di recupero del quale ci chiede di trovare un corrispondente, siamo certi che il tipo da lei cercato possa venire egregiamente sostituito dal tipo BYX 71 (lo si può trovare in tutti i punti di vendita GBC) così come si evince osservando il circuito finale orizzontale di fig. 4 relativo appunto al 12" prodotto attualmente dalla SIDA con il marchio Braun Telegraph. Il diodo BYX 71 sopporta una corrente di ben 7 A e una tensione di 350/600 V a seconda dei tipi. È un diodo ad alta velocità di commutazione particolarmente adatto a funzionare a regime impulsivo.

Sig. Costanzo Giordano Trieste

Per prima cosa vi chiedo di inviarmi lo schema elettrico relativo al televisore da 12" B/N mod. 6212 della Westinghouse.

Il secondo quesito che vi pongo è il seguente: desidero sapere se i circuiti integrati aventi la stessa sigla di base, cambiano caratteristiche elettriche quando alla sigla stessa vengono aggiunte delle lettere. In particolare vorrei sapere se il TBA 990 Q può venire sostituito dal TBA 900 e se il TBA 720 Q è intercambiabile con i tipi TBA 720 - TBA 720 A - TBA 720 AQ.

Che cosa stanno ad indicare le lettere A - Q - AQ?

Ho anche un altro grosso problema. Non riesco in nessun modo a venire in possesso del TBA 720 Q e TBA 900 Q. Li ho cercati in molti negozi, ma mi hanno detto che non vengono più prodotti. Come reperirli?

Cominciamo col dire che la presenza della lettera Q al termine della sigla di un circuito integrato serve ad indicare la disposizione dei piedini di uscita che, in questo caso, sono disposti nella tipica sequenza alternata su quattro file parallele denominata con termine tecnico "quad in line". L'assenza della lettera Q, invece, sta ad indicare che i piedini sono disposti su due sole file parallele (sistema "dual in line"). La presenza di altre lettere a fianco della sigla di identificazione del componente sta a significare che sono state introdotte delle modifiche rispetto al tipo originale, modifiche che il più delle volte riguardano i processi di fabbricazione, ma che qualche volta possono interessare anche lo schema elettrico dell'integrato. Facciamo un esempio: i tipi TBA 900 e TBA 900 Q differiscono soltanto nella disposizione dei piedini e sono pertanto intercambiabili elettricamente. Al contrario, il TBA 720 Q è diverso da tutti gli altri da lei indicati (TBA 720 A e TBA 720 AQ) per cui non vi è possibilità di sostituzione se non con il tipo avente la stessa denominazione. Circa i problemi di reperimento, è pur vero che i tipi che le interessano non vengono più prodotti perché i fabbricanti di televisori si sono orientati su altri tipi usciti in seguito, tuttavia ciò non significa che non si debbano più trovare nei magazzini di vendita come ricambi per le riparazioni. Anche le valvole non vengono più impiegate, ma nonostante ciò sono ancora reperibili sul mercato. Le giacenze di magazzino hanno in genere una durata di molti anni.

Per il momento ci è stato possibile trovare il TBA 900 Q nei punti di vendita GBC.

Per il TBA 720 Q occorre che lei si rivolga ai magazzini centrali della Philips i quali garantiscono per sette anni il reperimento del loro materiale.

Per quanto riguarda lo schema del Westinghouse mod. 6212, abbiamo passato la sua richiesta al Servizio Schemi affinché glieto procuri con la massima celerità.

Infine, circa il guasto da lei denunciato per lo stesso televisore, non ci è facile darle consigli utili in quanto la descrizione dello stesso che lei ci ha fatto nella sua lettera è troppo breve e priva di agganci tecnici. Eventualmente ci riscriva fornendoci maggiori dettagli magari aiutandosi con dei disegni.

F. Goldoni Modena

In questi ultimi tempi il prezzo dei cinescopi ha subito un notevole incremento tanto che molti clienti non acettano di fare effettuare una sostituzione tanto onerosa. Per noi riparatori, al mancato guadagno si aggiunge l'handicap di dovere effettuare un servizio a domicilio praticamente a vuoto, spesso senza nemmeno recuperare le spese di uscita.

Quando il cinescopio esaminato abbia scariche interne oppure interruzioni dei fili che collegano gli elettrodi ai piedini di uscita oppure ancora sia interrotto il filamento di accensione, non è assolutamente possibile trovare alcun rimedio che possa far recuperare il tubo. Qualche soluzione, invece, è ancora possibile nei due casi in cui esistano soltanto dei falsi contatti interni e quando il deposito di fosforo all'interno dello schermo sia esaurito non oltre il 70-80%.

1° - Falsi contatti

Occorre dapprima avvertire il cliente che la terapia che qui di seguito indichiamo, così come potrebbe portare alla risoluzione integrale del difetto, nello stesso tempo potrebbe provocare la distruzione totale del cinescopio. Una volta ottenuta l'approvazione del proprietario dell'apparecchio per questo tipo di intervento che si potrebbe chiamare "terapia d'urto", si procederà nel seguente modo: (vedi per una dimostrazione illustrata, la fig. 5).

Si stacca, a TV spento, il collegamento a ventosa che porta l'EAT sul bulbo del cinescopio. Alla clip così scoperta si applica, tramite una bocca di coccodrillo, un cavetto per

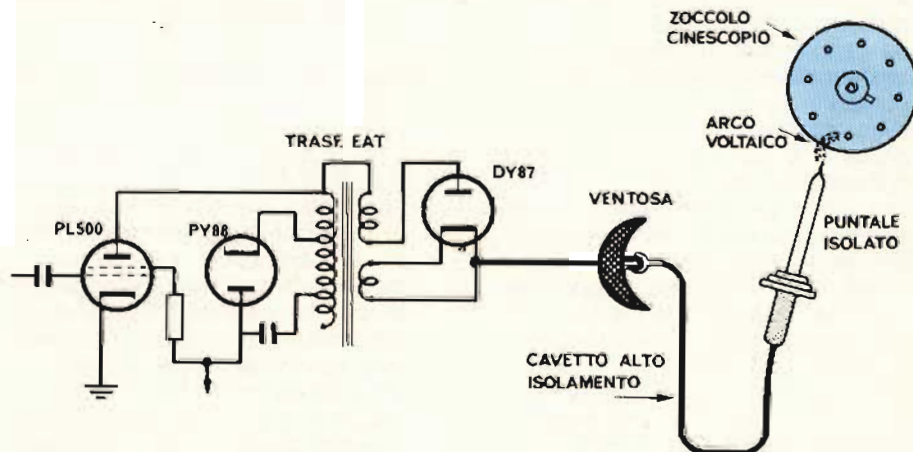



Fig. 5 - Il disegno indica come procedere per eliminare i falsi contatti all'interno del cinescopio mediante l'applicazione di scariche di alta tensione. L'operazione va effettuata con la massima cautela per non provocare la distruzione del tubo catodico.

alta tensione terminante dall'altro capo con un puntale ad alto isolamento. Si accende l'apparecchio fino a quando non compare l'effluvio dell'EAT (assicurarsi che non avvengano scariche verso il telaio). A questo punto, si avvicina la punta della sonda di alta tensione allo zoccolo del cinescopio e, in particolare, al piedino che presumibilmente corrisponde al conduttore non ben saldato, quello in pratica che provoca i falsi contatti. Nella quasi totalità dei casi, l'interruzione saltuaria si verifica sui piedini relativi al catodo e alla griglia controllo.

Ogni qualvolta il puntale viene avvicinato ad un piedino ad una distanza inferiore ad un centimetro, il piedino stesso viene investito da un'arco voltaico così come avviene nella saldatura elettrica. Il picco di corrente che attraversa la saldatura interna, talvolta è sufficiente a fondere, seppure in maniera superficiale, il punto di contatto dei due conduttori quel tanto che basta per risaldarli. Poiché un uso eccessivo delle scariche potrebbe addirittura interrompere il collegamento interno, sarà bene dopo ogni arco controllare l'effetto ottenuto. Si ripristinerà il normale funzionamento del televisore e si controllerà il funzionamento del tubo catodico picchiettando leggermente il collo dello stesso. È inutile dire che quand' anche il risultato sia immediatamente positivo, occorrerà sottoporre il TV ad un lungo periodo di bruciatura prima di dichiarare che l'intervento è riuscito positivamente.

2° - Schermo parzialmente esaurito.

Quando sia presente ancora un minimo di luminosità, si potrà prolungare la vita del cinescopio ancora per uno-due anni survoltando l'accensione del filamento (dai 6,3 V regolamentari ai 7 - 8 V a seconda delle necessità). Lo schema elettrico da seguire per il collegamento del trasformatore aggiuntivo è quello riportato in fig. 6.

La resistenza R posta in serie alla presa 8 V del secondario che va collegata al filamento del tubo, è facoltativa. Serve a ridurre la tensione di 8 V fino al valore ritenuto ottimale. Il valore di R dipende dalla riduzione che si vuole ottenere e dalla corrente di filamento del tubo (0,3 oppure 0,6 A). In genere, R viene calcolata in modo speriementale, in modo di avere sul riscaldatore del tubo catodico la tensione minima possibile compatibilmente col risultato che si vuole ottenere, vale a dire quello di avere una sufficiente luminosità dello schermo. Lo scopo è quello di sfruttare con la massima parsimonia il residuo di rendimento del cinescopio. Il sistema or ora descritto ha, oltre tutto, un effetto rigeneratore sul funzionamento del cinescopio in quanto il maggior calore prodotto dal survoltaggio concorre a scrostare il catodo dalle impurità accumulatesi durante anni di funzionamento.

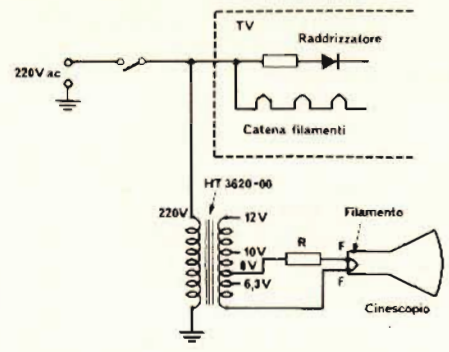



Fig. 6 - Un esempio pratico di come può venire applicato ad un televisore il cui cinescopio sia in via di esaurimento, un trasformatore per survoltare il filamento del tubo catodico. La resistenza R va scelta sperimentalmente e tenuta sul valore più alto possibile compatibilmente con il risultato di avere una sufficiente luminosità dello schermo.

Il trasformatore più indicato per questa operazione è il tipo HT 3620-00 reperibile con facilità nei negozi GBC. Nella pratica quotidiana, si è constatato che ad avvantaggiarsi di questo metodo di rigenerazione sono soprattutto i cinescopi del tipo "Bonded" a doppio vetro i quali, tra l'altro, non vengono più prodotti già da diversi anni e la cui sostituzione è oltremodo costosa sia perché al loro posto occorre montare degli autoprotetti con i problemi relativi alla applicazione al mobile, sia perché si deve ricorrere all'uso di una apposita mascherina frontale onde poter ripristinare l'estetica perduta.

Sig. Demo Ivano
S. Bonifacio - Verona

Sono in possesso di una unità di programmazione "touch control" a 12 sensori della quale non dispongo di alcuna documentazione tecnica. In particolare vorrei avere lo schema di applicazione al gruppo AF con le relative tensioni di alimentazione. Dall'aspetto esteriore e dalle sigle rilevate sulle parti componenti, credo si tratti di un programmatore prodotto dalla Miesa Spring.

Approfitto per sottoporvi altri quesiti:

1°. Perché i circuiti integrati impiegati in queste unità di commutazione elettronica vanno sempre a coppia fisse, come ad esempio: SAS 660 e SAS 670 oppure SAS 580 e SAS 590. Quale differenza esiste fra l'uno e l'altro integrato di ciascuna coppia?

2°. Come funzionano elettricamente questi circuiti integrati?

3°. A quale tipo di sintonizzatore si adatta meglio il programmatore di cui vi ho parlato sopra?

4°. Potrei aggiungere un altro integrato onde aumentare il numero dei canali?

Dalla descrizione assai particolareggiata che lei ci fa nella sua lettera, pare certo trattarsi di una unità di programmazione con commutazione "touch control" prodotta dalla Miesa Spring di Baranzate (Milano) e messa in vendita anche nei vari punti dell'organizzazione GBC con il numero di codice MG 0521-11.

In figura 7 mostriamo le piastre di circuito stampato di cui l'unità si compone e i collegamenti al sintonizzatore varicap. Come potrà rilevare dallo stesso disegno, le tensioni di alimentazione necessarie a far funzionare il tutto sono soltanto tre: una tensione di 12 V per alimentare i diversi circuiti del gruppo AF - una tensione di 33 V stabilizzata con un diodo zener oppure con un integrato tipo TAA550, la quale serve ad alimentare i diodi varicap tramite i potenziometri di presintonizzazione - una tensione di 33 V semplice per permettere il funzionamento dei sensori.

Questo tipo di unità di programmazione si può applicare a tutti i gruppi del tipo "varicap" che funzionano con la commutazione sulle tre gamme di frequenze (bande I - III - UHF) e con tensione programmabile sui diodi varicap per la regolazione della sintonia.

Un sintonizzatore che si accoppia in modo "naturale" all'unità sopra descritta, proprio perché viene fabbricato dalla stessa ditta (la Miesa Spring) è quello raffigurato nella stessa fig. 7 e che viene venduto nei negozi GBC con i numeri di codice MG 0367-00 (quello con la FI video di 36 MHz) e MG 0368-00 (FI video = 43 MHz).

Questo tipo di sintonizzatore è molto semplice da montare sia per la facilità con la quale lo si può fissare al telaio sia per i pochi collegamenti di cui abbisogna per poter funzionare.

Rispondiamo ora alle altre domande:

1°. Perché i circuiti integrati impiegati nei commutatori non sono tutti uguali?

Come lei avrà spesso notato, quando il televisore viene acceso il commutatore dei canali si predispone

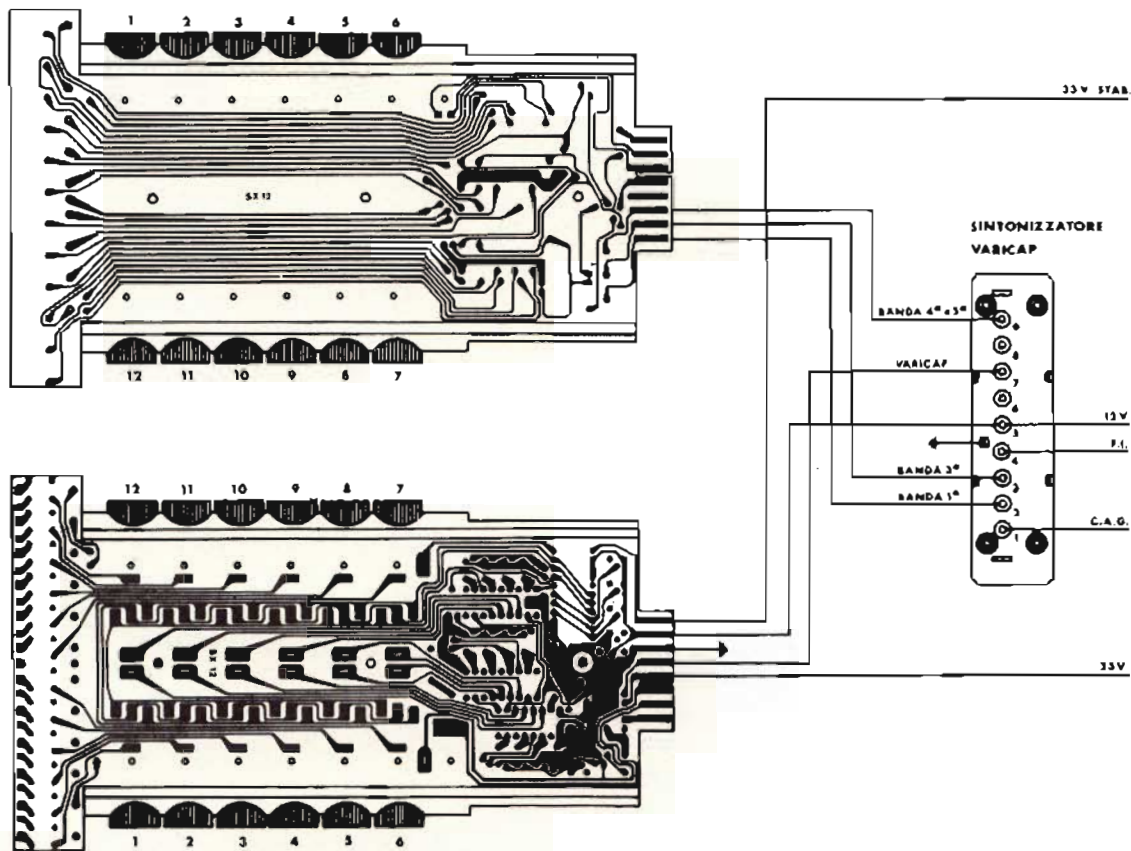



Fig. 7 - Schema operativo di una unità "touch control" a 12 sensori per la presintonizzazione e commutazione dei canali. Si tratta di un prodotto della Miesa Spring di Baranzate (Milano). Questa unità, impiegata nei televisori più moderni b/n e a colori, è reperibile presso i punti di vendita GBC con il numero di codice MG 0521-11. Può essere applicata a qualsiasi tipo di sintonizzatore varicap simile a quello indicato in figura (un gruppo della Miesa Spring codice MG 0367-00 (FI = 36 MHz) oppure MG 0368-00 (FI = 43 MHz).

sempre per il funzionamento del canale n. 1, posto nella parte alta dell'unità sensoriale. In genere, il cliente sintonizza i programmi a partire dall'alto seguendo la sequenza che vede al sensore n. 1 il 1° programma RAI, al n. 2 il 2° programma RAI, ai numeri che seguono i programmi stranieri e quindi quelli privati. Dunque, proprio per far sì che all'atto dell'accensione il canale ricevuto sia sempre il n. 1, uno degli integrati usati nel commutatore e precisamente quello collegato con il sensore n. 1, porta internamente un circuito supplementare appositamente adibito a tale scopo.

Quando i programmi da commutare sono otto, si impiegherà una coppia SAS 660 - 670 oppure SAS 580-590, mentre quando i canali da ricevere sono 12, si farà uso di terne tipo SAS 660 - 670 - 670 oppure 580 - 590 - 590.

2°. Come funzionano questi circuiti integrati?

Ognuno di questi integrati contiene quattro coppie di interruttori (vedi fig. 8).

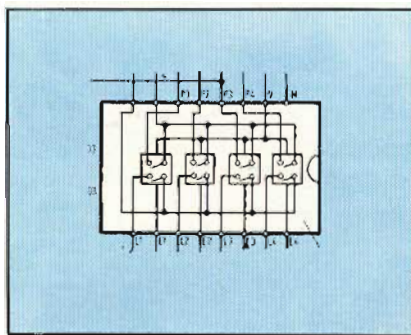



Fig. 8 - Ecco come funzionano in pratica i circuiti integrati tipo SAS 570 e simili impiegati nei circuiti di commutazione elettronica dei programmi televisivi.

Ciascuna coppia viene azionata da un sensore, ed ha il compito di chiudere il circuito che alimenta i varicap e il circuito che porta i 12 V al commutatore di gamme del gruppo. Sfiorando il sensore con un dito, si introduce una resistenza nel circuito di commutazione, il quale mette in azione la coppia di interruttori. Nello stesso momento viene acceso un LED spia indicatore del canale in funzione.

Questo LED viene acceso con la stessa tensione di 12 V che viene mandata al commutatore di banda.

Naturalmente, ciò che avviene all'interno dei circuiti integrati è assai più complesso della descrizione testè fatta, ma il risultato pratico è quello esposto sopra.

3°. A quale sintonizzatore si può accoppiare l'unità di cui si parla?

Come abbiamo detto all'inizio, qualunque gruppo del tipo varicap che assomigli a quello indicato in fig. 7 può essere utilizzato.

4°. Si possono aggiungere altre commutazioni?

Teoricamente, non è impossibile aggiungere un altro circuito integrato per portare a 16 le commutazioni possibili. Basterà servirsi di un SAS 590 oppure di un SAS 670 a seconda della serie utilizzata.

Naturalmente, dall'enunciare un principio ad arrivare alla sua pratica realizzazione, occorre superare molte difficoltà.

Si tratta di approntare un circuito stampato simile a quello utilizzato nell'unità già funzionante e di procurarsi quattro sensori simili a quelli già in funzione.

Emerson:
la nuova ragione del suono

120 Linea la meraviglia del non motore

Le misure fondamentali che fanno apprezzare un giradischi sono Wow, Flutter, Rumble. Tali valori ci danno l'entità delle perturbazioni meccaniche e naturalmente quanto più sono contenute, tanto migliore è il giradischi.
Sappiamo anche che sono inconvenienti che nascono dal motore. Qualcuno ha tentato di migliorarlo (trazione diretta, corrente continua, servo controlli). La Emerson ha pensato addirittura di eliminarlo. O meglio, ha creato un motore che è quasi come se non ci fosse. È a corrente continua, di tipo lineare, a 120 poli, senza spazzole. Una vera innovazione rivoluzionaria! Lo trovate nel giradischi 120 Linea assieme ad altre evolute prerogative come la trazione diretta, il ritorno automatico del braccio, la regolazione fine, i comandi a pulsanti, la funzione REJECT.

Motore sincrono 120 poli / Trazione diretta / Velocità 33 - 45 giri / Wow & Flutter 0,04% WRMS / Rumble 60 dB / Risposta testina magnetica 25 Hz - 25 kHz / Dimensioni con coperchio (L x A x P) 450 x 127 x 365 mm

EMERSON emerge

RASSEGNA DELLA STAMPA ESTERA

di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 315275 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

COSTRUZIONE DI UN COMMUTATORE ELETTRONICO PER OSCILLOSCOPIO (Da «Le Haut Parleur» - N. 1638 1978)

Per la maggior parte, gli oscilloscopi a raggi catodici sono concepiti con un unico amplificatore verticale ed un unico amplificatore orizzontale, per cui non è possibile che l'esame di un unico esame di ingresso, che viene rappresentato in funzione del rapporto tra la sua frequenza, e quella dei segnali di deflessione orizzontale prodotti dal generatore interno a denti di sega.

Molto spesso — tuttavia — nei controlli elettronici del regolare funzionamento di apparecchiature di varia natura si presenta la necessità di osservare due o più fenomeni simultaneamente, come ad esempio accade nel caso del controllo dei segnali di deflessione orizzontale e verticale in un ricevitore televisivo, oppure dei segnali di ingresso e di uscita di un amplificatore, ecc..

Sebbene esistano in commercio numerosi tipi di oscilloscopi a raggi catodici a doppia traccia, che consentono cioé appunto l'osservazione simultanea di due segnali, il medesimo risultato può essere ottenuto anche applicando all'ingresso dell'amplificatore di deflessione verticale un commutatore, ai cui ingressi siano a loro volta applicati i segnali di cui si desidera l'osservazione simultanea.

In tal caso, dal momento che il commutatore provvede ad applicare alternativamente all'ingresso dell'amplificatore di deflessione verticale i due segnali, opportunamente dosati agli effetti dell'ampiezza, in modo da ottenere la rappresentazione simultanea ma differenziata, è chiaro che si ottengono gli stessi vantaggi che è possibile ottenere con un oscilloscopio a doppia traccia, ma con un costo notevolmente inferiore.

Il commutatore elettronico che viene descritto in questo articolo è costituito dalle seguenti sezioni:

— Un circuito di regolazione della forma d'onda («trigger») commutabile a seconda della forma dei segnali disponibili, per poter controllare in modo razionale il funzionamento del multivibratore che segue.
— Un circuito multivibratore bi-stabile, che garantisca la commutazione alternata delle due vie.
— Due vie identiche, costituite da cellule di attenuazione, seguite da stadi adattatori e riduttori di impedenza.
— Un circuito di alimentazione stabilizzato.

Il multivibratore bi-stabile, del tipo Eccles-Jordan (vedi *figura 1*) è costituito dai transistori TR1 e TR2, entrambi del tipo 2N708 «n-p-n» al silicio, adatti a funzionare con circuiti di commutazione rapida, nonché da D1 e D2, diodi al silicio tipo 1N914 A, anch'essi adatti per il funzionamento in circuiti a commutazione rapida.

Non appena il circuito viene messo sotto tensione, uno dei transistori risulta in stato di saturazione, mentre l'altro risulta in interdizione. Ciò è dovuto alla mancanza di simmetria dei componenti (tolleranza tra i valori dei resistori, curva caratteristica dei transistori, ecc.).

Supponiamo dunque che TR1 sia in interdizione, e che TR2 sia invece in stato di saturazione. Ciò premesso, la tensione presente sul collettore di TR1 è uguale alla tensione di alimentazione, mentre la tensione di collettore di TR2 è di valore praticamente nullo, a causa della caduta di tensione dovuta all'intensità della corrente che scorre attraverso R8.

Affinché questo stato venga mantenuto in condizioni stabili, è necessario che la tensione presente sulla base di TR1 sia negativa, o tutt'al più pari a zero, rispetto all'emettitore, mentre sulla base di TR2 la tensione deve essere fortemente positiva, sempre rispetto all'emettitore.

Questo stato viene realizzato grazie alla presenza dei resistori R3, R4, R5, ed R6, che garantiscono un sistema di occoppiamento incrociato in continua. Le capacità di valore basso C3 e C4 hanno soltanto il compito di facilitare il rapido passaggio tra uno stato e l'altro dell'intero circuito, con frequenze di commutazione elevate.

Abbiamo stabilito che TR1 era in stato di interdizione, per cui la relativa tensione di collettore corrisponde al valore della tensione di alimentazione, di conseguenza, attraverso R3-R6, che costituiscono un partitore di tensione, la base di TR2 risulta ben positiva, ciò che mantiene lo stato di saturazione in questo stadio, finché la tensione di collettore di TR2 risulta uguale a zero. Non si ha quindi alcun passaggio di corrente attraverso R4-R5, per cui la base di TR1 si trova al potenziale zero, ciò che mantiene all'interdizione questo transistore.

Così come è stato concepito, il sistema di commutazione funziona perfettamente, ma è possibile migliorarne ulteriormente le prestazioni, riportando R5 ed

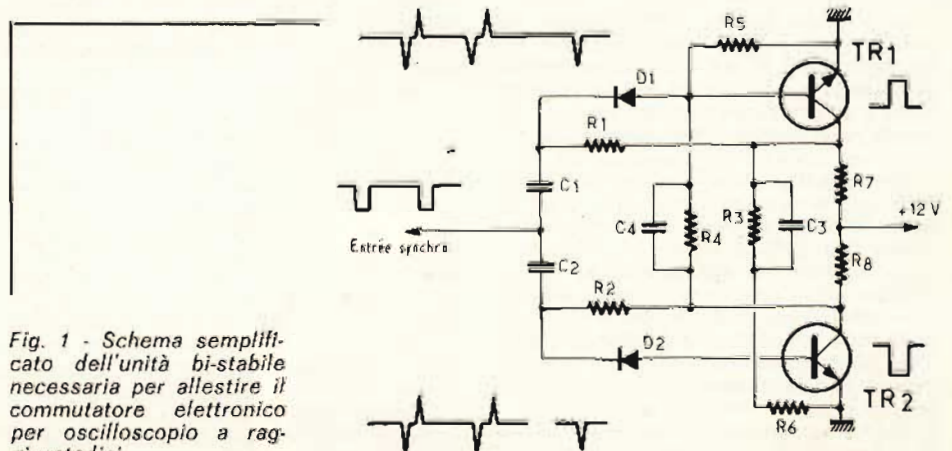



Fig. 1 - Schema semplificato dell'unità bi-stabile necessaria per allestire il commutatore elettronico per oscilloscopio a raggi catodici.

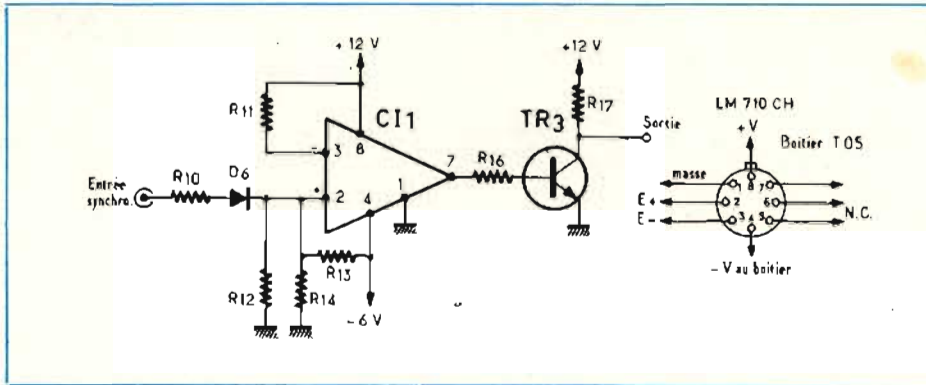



Fig. 2 - Schema elettrico del semplice dispositivo di controllo della forma d'onda («trigger»).

R6 non a massa, bensì ad un punto nel quale risulta disponibile una tensione negativa: con questo sistema si provoca un bloccaggio più deciso e più rapido del transistore corrispondente, eliminando anche qualsiasi rischio di instabilità, pur aumentando le prestazioni dell'insieme alle velocità di commutazione elevate.

Di conseguenza, come si è detto, TR1 è in interdizione, mentre TR2 in saturazione, e non esiste alcun motivo per il quale queste condizioni possono essere modificate, a meno che non subentri un segnale di controllo esterno.

Vediamo ora cosa accade se applichiamo un impulso di forma d'onda rettangolare all'ingresso: ai catodi di D1 e D2 noi possiamo recuperare degli impulsi di notevole ampiezza, che possono essere differenziati ad opera di C1 e C2. Dal momento che D1 viene polarizzato in senso inverso tramite R1, esso non conduce, mentre il solo diodo D2, polarizzato normalmente (e cioè con anodo leggermente positivo rispetto al catodo) esso conduce, e trasmette l'impulso negativo alla base di TR2, provocandone il rapido passaggio allo stato di interdizione.

La tensione presente sul suo collettore quindi costretta ad aumentare rapidamente, fino ad assumere un valore pari a quello della tensione di alimentazione, mentre TR1 si satura, assumendo sulla base di un potenziale fortemente positivo attraverso R4 ed R5.

Il diodo D1 passa quindi in conduzione, mentre D2, polarizzato in senso inverso attraverso R2, risulta bloccato, e mantiene tale condizione finché un altro impulso fa modificare nuovamente lo stato del circuito multivibratore.

Sono quindi necessari due impulsi successivi, per riportare il multivibratore nello stato iniziale: per dirla diversamente, dal momento che l'unità bi-stabile è destinata a commutare alternativamente ciascuno degli ingressi del commutatore, in modo da consentire l'osservazione sullo schermo dell'oscilloscopio dei due segnali diversi, è necessario disporre di un segnale di commutazione, che risponde a criteri ben definiti.

Da un canto, è necessario che questo segnale abbia una forma d'onda rettangolare, allo scopo di determinare una commutazione istantanea, e soprattutto affinché questa commutazione abbia luogo in un istante ben determinato dal periodo di oscillazione.

Risulta dunque evidente che l'istante più indicato per eseguire la commutazione si trova durante il ritorno del punto luminoso, e ciò allo scopo di non perdere una parte del segnale da osservare, e di non apportare a quest'ultimo modifiche apprezzabili della forma d'onda.

Se osserviamo alternativamente i diversi segnali della base dei tempi, possiamo facilmente trovare un segnale che corrisponde perfettamente, alle nostre esigenze, e cioé all'illuminazione del tubo catodico.

In queste condizioni, i due segnali di ingresso di cui disponiamo vengono commutati alternativamente durante un periodo di analisi, e precisamente l'ingresso «A» durante i periodi di ordine pari, e l'ingresso «B» durante i periodi di ordine dispari (o viceversa). Ciò, naturalmente, qualunque sia la velocità di commutazione.

Il circuito «trigger», riprodotto alla *figura 2*, viene realizzato impiegando un circuito integrato tipo LM710, che svolge appunto la funzione di comparatore: questo tipo di circuito integrato è perfettamente adatto allo scopo.

Per ottenere questo effetto sono stati sperimentati diversi circuiti, con maggiore o minore successo, e la versione definitivamente adottata funziona nel modo seguente.

In assenza del segnale di ingresso, l'ingresso negativo del circuito integrato viene reso positivo ad opera del ponte R11-R12, rispetto all'ingresso positivo, che viene invece portato ad un potenziale negativo ad opera del ponte R13-R14. A causa di ciò, l'uscita del circuito integrato presenta un potenziale di circa — 0,4 V, che corrisponde allo stato zero, ed il transistore TR3 che segue risulta bloccato, mentre la sua tensione di collettore corrisponde a quella di alimentazione, pari a circa 12 V.

Non appena un impulso di polarità positiva corrispondente al segnale di oscillazione viene applicato all'ingresso positivo del circuito integrato, tale ingresso diventa positivo rispetto all'ingresso negativo, ed il circuito integrato cambia di stato, nel senso che la sua uscita passa rapidamente dal potenziale di — 0,4 a quello di + 3,5 V. Questa tensione viene applicata attraverso R16 alla base di TR3, che raggiunge così lo stato di saturazione, per cui la relativa tensione di collettore si riduce immediatamente a zero. A causa di ciò un impulso negativo viene ad essere applicato a C1-C2, e ciò provoca il cambiamento di stato dell'unità bi-stabile che segue.

Si intuisce quindi che è necessario che tale impulso venga prodotto alla fine dell'oscillazione, affinché il cambiamento di stato dell'unità bi-stabile abbia luogo esattamente in quell'istante, e durante il ritorno del punto luminoso.

Il potenziometro che fa parte del circuito di uscita dei segnali di sincronismo che vengono applicati all'oscilloscopio (facente parte di una sezione che non viene qui illustrata) serve per regolare il livello del segnale applicato all'ingresso del circuito integrato, affinché venga soddisfatta questa particolare esigenza. Se il segnale di sincronismo è di ampiezza eccessiva, l'oscillazione può aver luogo in qualsiasi punto della commutazione, e ciò provoca evidenti fenomeni di perturbazione che compromettono l'esito delle misure.

Oltre a descrivere il principio generale di funzionamento dell'apparecchiatura, l'articolo riporta la descrizione dettagliata degli attenuatori di ingresso, nonché le norme realizzative dei circuiti di ingresso e di uscita delle vie disponibili, citando i tipi dei diodi di commutazione, le caratteristiche del circuito di uscita. I circuiti annessi, ed il metodo per alimentare nel modo più razionale possibile il commutatore elettronico.

REALIZZAZIONE DI UN AMPLIFICATORE HI-FI ORIGINALE ED IN VERSIONE MODULARE (Da «Le Haut Parleur» - N. 1638 1978)

Questa nuova rivista francese si è proposta di pubblicare una serie di articoli dedicati alla descrizione del principio di funzionamento e della tecnica realizzativa di diversi tipi di amplificatori di potenza. Ci riferiamo quindi alla terza puntata di questa serie di articoli, nella quale viene descritto un amplificatore dalle interessanti prestazioni, il cui schema elettrico viene riprodotto alla *figura 3*.

Lo schema, come dice lo stesso articolo, non può forse essere considerato molto moderno, ma le sue prestazioni sono più che sufficienti per realizzare un amplificatore ad alta fedeltà per impieghi domestici. Inoltre, questo modulo è stato realizzato soprattutto per i giovani lettori, le cui possibilità economiche non sono in genere all'altezza delle aspirazioni

I transistori T1 e T2 vengono montati nel classico circuito «Darlington», nel senso che corrispondono alle prestazioni di un unico transistore, il cui guadagno risulti uguale al prodotto tra il guadagno di T1 e quello di T2.

Il transistore T3 funziona invece come pseudo-diodo, in quanto la tensione presente tra il collettore e l'emettitore risulta regolabile attraverso il potenziometro P2.

E' proprio il valore di questa tensione che stabilisce l'intensità della corrente di riposo dell'amplificatore, il cui valore è di grande importanza per evitare fenomeni di distorsione, pur consentendo la dissipazione di una potenza controllabile.

Gli stadi T4 e T6 sono anch'essi parte di una unità del tipo «Darlington», ma occorre aggiungere che T6 è un transistore di potenza.

Il complesso costituito da T4 e T6 equivale dunque ad un transistore di potenza «n-p-n» di grande guadagno. Per contro,

T5 e T7 sono montati in un circuito del tipo «pseudo-Darlington», affinché si comportino come un unico transistore di potenza a grande guadagno, ma del tipo «p-n-p».

Il punto intermedio tra i resistori di uscita viene riportato alla base di T1, attraverso un resistore da 1,2 MΩ: la tensione presente su tale base è costante, in quanto equivale alla somma delle tensioni presenti tra la base ed emettitore di T1 e di T2, pari ad 1,2 V: di conseguenza, se il ponte divisore costituito da 1,2 MΩ e dal valore risultante dalla somma tra i resistori di 68 e di 47 kΩ subisce delle variazioni, la tensione presente nel punto intermedio dei transistori di uscita varia in modo corrispondente, e quindi, per effetto su P1, risulta possibile regolare questa tensione al valore di +V/2, che è quello che autorizza l'ottenimento della maggiore potenza di uscita.

Il guadagno dell'amplificatore viene fissato dal rapporto tra i resistori di 1,2 MΩ e di 47 kΩ; sotto questo aspetto, si ottiene un valore pari approssimativamente a 25.

Dal momento che con un solo schema di questo genere il sistema di alimentazione non può essere di tipo simmetrico, si fa uso di un condensatore elettrolitico del valore più alto possibile (per garantire un buon taglio dei bassi con una frequenza il più possibile bassa), in modo da tagliare la componente continua presente nel punto comune dei transistori di potenza.

Un amplificatore di questo genere può essere alimentato con una tensione di valore compreso tra 24 e 40 V, senza alcun problema, ad eccezione della regolazione di P1 e di P2, nel modo qui di seguito descritto.

L'impedenza di ingresso è di 47 kΩ con una tensione di 40 V, e, con una capacità di uscita di 2.200 µF, è stato possibile rilevare le seguenti prestazioni.

— Potenza efficace da 1 kHz con carico di 4 Ω e con distorsione dello 0,1%, pari a 28 W; con carico di 8 Ω e ferma restando la distorsione, si ottiene invece una potenza di 18 W.
— Potenza efficace a 20 Hz, riferita ai suddetti due valori di impedenza del carico, ed al medesimo valore dello 0,1% di distorsione, rispettivamente pari a 12,5 ed a 15 W.
— Potenza efficace a 20 kHz, sempre in riferimento ai medesimi parametri, rispettivamente pari a 28 ed a 18 W.
— Banda passante a potenza massima entro ± 3 dB compresa tra 15 Hz e 40 kHz, oppure tra 8 Hz e 40 kHz, rispettivamente a seconda che il carico di uscita sia di 4 oppure 8 Ω
— Tempo di salita alla frequenza di 1 kHz ed a potenza massima pari a 6 µs.

Come è facile rilevare, queste prestazioni sono del tutto interessanti, tanto più che non si tratta della documentazione pubblicitaria di un costruttore.

La regolazione di questo amplificatore impone la disponibilità di qualsiasi dispositivo universale di controllo, ed il metodo è il seguente:

— Mettere il circuito sotto tensione.
— Cortocircuitare l'ingresso E a massa: non è necessario applicare un altoparlante in uscita per eseguire la regolazione.
— Assicurarsi che il cursore di P2 si trovi dal lato del resistore da 2,2 kΩ: ciò è molto importante per non provocare inconvenienti al momento dell'accensione.
— Collegare un voltmetro nella portata più sensibile ai capi del resistore da 0,5 Ω presente nel circuito di emettitore di T7.
— Ruotare lentamente P2, finché il voltmetro suddetto indichi approssimativamente la tensione di 50 mV.
— Applicare quindi il voltmetro tra il collettore di T7 e la massa (nella portata di 20 V circa).
— Regolare P1 in modo da leggere esattamente la metà della tensione di alimentazione: se questo risultato non può essere ottenuto (cosa però molto improbabile), è necessario aumentare a seconda del lato dal quale si trova il cursore di P1.
— Ritornare con i puntali del voltmetro ai capi del resistore da 0,5 Ω, e, se è necessario, ritoccare la posizione del cursore di P2, sempre per ottenere un livello di 50 mV.

Dopo questa semplice operazione, l'amplificatore è pronto a funzionare, e non potrà mancare di soddisfare l'eventuale costruttore, grazie alla sua semplicità ed alle sue eccellenti prestazioni.

Nell'articolo viene inoltre precisato che è necessario adottare adeguati sistemi di protezione dell'altoparlante, in quanto l'eventuale cortocircuito dei terminali di uscita, o l'eventuale interruzione della bobina mobile possono essere fonte di gravi inconvenienti agli effetti delle prestazioni dell'intero circuito amplificatore.

L'articolo è corredato da numerose tabelle che sintetizzano le caratteristiche dell'amplificatore, e riporta numerosi disegni e numerose fotografie, che rappresentano con notevole ricchezza di dettagli la tecnica realizzativa dell'unità.

Fig. 3 - L'amplificatore modulare di potenza per alta fedeltà qui illustrato consente ottime prestazioni con l'impiego di un numero assai limitato di componenti, e con minime difficoltà realizzative.

RIVELATORE SONORO DEL LIVELLO DELL'ACQUA (Da «Le Haut Parleur» - N. 1638 1978)

In genere, l'acqua distribuita attraverso gli impianti di fornitura presenta una resistenza specifica relativamente ridotta: quando però la sua struttura molecolare viene modificata con l'aggiunta di sali (sale da cucina, sali da bagno, o altri ingredienti), la sua conduttività elettrica aumenta in modo proporzionale alla quantità dei sali aggiunti.

Questa osservazione è alla base del funzionamento del dispositivo di controllo del livello che viene descritto nell'articolo: esso è munito di due elettrodi, che vengono sistemati in corrispondenza del livello massimo che può essere raggiunto dall'acqua senza che si presentino pericoli di alcun genere.

Non appena l'acqua raggiunge questi elettrodi, si produce un segnale acustico che viene irradiato da un altoparlante, e che avverte l'utente.

Il circuito elettronico si riduce alla sua espressione più semplice, grazie all'impiego di un circuito del tipo CMOS, e precisamente della porta quadrupla «NAND», nota con la sigla CD4011.

Nello schema di *figura 4*, che rappresenta il metodo di impiego di ciascuna delle quattro porte del circuito, si distingue un oscillatore ad inversori del tipo CMOS, costituito dalle prime tre porte, mentre l'ultima viene impiegata come semplice amplificatore al servizio di un transistore finale, in grado di fornire una potenza di uscita sufficiente per consentire la riproduzione sonora da parte dell'altoparlante.

Gli inversori vengono ottenuti mediante il collegamento in comune dei due ingressi di ciascuna porta «NAND».

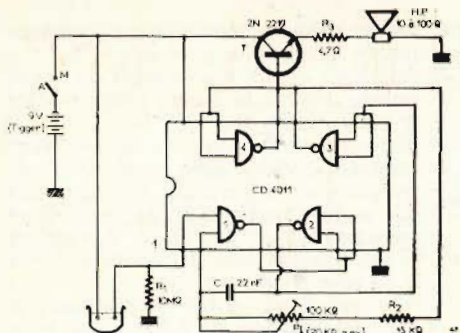



Fig. 4 - Con un solo transistore, una unità integrata del tipo CD4011, un altoparlante ed alcuni componenti discreti, è possibile realizzare un dispositivo di controllo, alimentato con una batteria da 9 V a lunga autonomia, in grado di segnalare ogni volta che l'acqua raggiunge un livello pericoloso in qualsiasi tipo di contenitore.

Prendiamo ora in considerazione il funzionamento della prima porta: R1, collegata a massa, blocca la porta in assenza di conduzione tra gli elettrodi: l'ingresso CMOS garantisce un'impedenza di valori molto alto, e compreso tra 100 e 1.000 MΩ. Neppure le gocce d'acqua deionizzate presentano un valore di impedenza così elevato: di conseguenza, R1 potrà avere un valore altissimo, compreso tra 10 e 50 MΩ.

In presenza di un liquido conduttore, la porta 1 viene attivata, ed ha così l'inizio della produzione di oscillazioni. La sua frequenza può essere regolata mediante il potenziometro P, e può anche essere calcolata in base alla formula:

$$f = 0,72/RC$$

nella quale R rappresenta il valore assunto dal reostato P.

Prima di poter trarre vantaggio dalla disponibilità di una apparecchiatura di questo genere resta però da risolvere un piccolo problema: esso consiste nella realizzazione di un circuito stampato, in base ai disegni ed alle delucidazioni appositamente fornite nell'articolo che recensiamo. Praticamente — tuttavia — occorre però rilevare che, grazie all'estrema esiguità del numero dei componenti, ed alla globale semplicità del circuito, non riteniamo utile riprodurre questo circuito stampato, che chiunque potrà allestire in base alle proprie esigenze, limitando il proprio lavoro semplicemente ad evitare che i pochi collegamenti che uniscono il circuito integrato ai componenti ad esso estranei si incrocino tra loro.

Una volta realizzato, il semplice dispositivo potrà poi essere installato all'interno di una scatoletta di plastica, di volume sufficiente per contenere sia il circuito stampato, sia la piccola batteria da 9 V, del tipo normalmente usato per l'alimentazione dei piccoli ricevitori radio tascabili. Volendo, nello stesso contenitore potrà essere installato anche il piccolo altoparlante, la cui bobina mobile deve presentare un'impedenza di valore compreso tra 10 e 100 Ω.

Se invece lo si preferisce, sarà possibile far partire da un foro praticato nella scatola un cavetto bipolare, di sezione dell'ordine di 2 x 0,35 mm, che potrà poi raggiungere l'altoparlante da installare nella posizione più idonea, e cioè in una posizione dalla quale il suono prodotto possa essere comodamente percepito da qualsiasi posizione all'interno dell'appartamento in cui si fa uso del sistema di controllo.

Come si è detto, per l'alimentazione del circuito di controllo si fa uso di una batteria da 9 V: in assenza di allarme, vale a dire quando i due elettrodi non risultano immersi in un liquido, l'assorbimento di corrente è inferiore ad 1 μA, e ciò consente di disporre di una lunghissima autonomia, che corrisponde praticamente alla durata di magazzinaggio della batteria.

Affinché l'apparecchio funzioni regolarmente, è dunque necessario che il livello del liquido raggiunga le estremità inferiori dei due elettrodi, stabilendo così una certa continuità del circuito tra il terminale superiore di R1, ed il collettore del transistore T, al quale fanno però capo anche un polo della batteria di alimetnazione tramite l'interruttore, ed una linea comune delle quattro porte facenti parte del circuito integrato.

Un dispositivo di questo genere può essere installato direttamente all'interno della vasca da bagno, predisponendo due elettrodi sensibili nella posizione più appropriata conformemente alle esigenze di sicurezza, oppure in qualsiasi altra posizione in cui sussista il pericolo che l'acqua possa raggiungere un livello tale da traboccare, o comunque da arrecare danni di qualsiasi natura.

Gli elettrodi dovranno essere preferibilmente realizzati in metallo cromato, per evitare che, ossidandosi, essi perdano la loro naturale conduttività esterna, dando così adito ad instabilità durante i funzionamenti occasionali. Sotto questo aspetto, è buona norma servirsi di astine in acciaio inossidabile, oppure di elettrodi di ottone, sottoposti ad una bagno elettrolitico di nichelatura prima, e di cromatura in seguito.

Indipendentemente da ciò, dal momento che sulla superficie esterna dei suddetti elettrodi è possibile che si accumulino detriti di varia natura, come ad esempio sapone, detersivi, polvere, ecc., sarà bene di tanto in tanto provvedere alla loro accurata pulizia, in modo da mantenere inalterate nel tempo le caratteristiche di contatto tra le loro estremità e l'eventuale livello in aumento dell'acqua in cui essi possono essere immersi.

Lo schema di *figura 4* riporta tutti i valori dei componenti, per cui non rimane che aggiungere che il potenziometro P deve avere una curva di variazione lineare: infine, precisiamo che, se il funzionamento è regolare, la posizione migliore del cursore di P viene riscontrata quando l'elemento resistivo incluso nel circuito assume un valore di carico 20 kΩ.

Il circuito integrato è del tipo CD4011AE, mentre il transistore può essere del tipo 2N2219, o 2N2222, o ancora di qualsiasi altro tipo equivalente, purché in grado di amplificare i segnali tanto quanto basta per eccitare adeguatamente il piccolo altoparlante.

OSCILLATORI A CRISTALLO CON COMPENSAZIONE TERMICA (Da «73 Amateur Radio» - N. 8 1978)

Gli oscillatori con controllo a cristallo, e muniti di un sistema per la compensazione delle eventuali variazioni di temperatura, non fanno certamente parte della cosiddetta «magia nera»: infatti, come tutti sanno, un cristallo normale presenta di solito una certa curva che rappresenta le relazioni che intercorrono tra la frequenza di funzionamento e la temperatura. Controllando tali curve, si può facilmente rilevare che, ruotando il cristallo intorno al punto relativo alla frequenza di risonanza, con una variazione di 25 °C, la variazione di frequenza può essere appiattita entro una gamma di considerevole estensione.

Questo è appunto il principio che viene sfruttato dai fabbricanti, quando vengono messi in atto i procedimenti produttivi per i cristalli usati nei campi più svariati.

La *figura 5* è lo schema di un tipico oscillatore con controllo a cristallo, nel quale si fa uso appunto di un sistema di compensazione delle variazioni di temperatura: in questo caso, vengono uniti tra loro due condensatori di diverso valore, ma entrambi a coefficiente termico negativo, in modo da determinare la variazione desiderata di capacità necessaria per compensare l'aumento della frequenza che deriva dalla variazione termica. Naturalmente, le caratteristiche esatte del circuito dipendono dal particolare tipo di cristallo che viene adottato, sebbene il sistema proposto possa essere impiegato nella maggior parte dei casi.

In riferimento al tipo descritto, si precisa che C1 presenta un valore di 3-8 pF, C2 un valore di 4-24 pF, C3 un valore di 8-48 pF, e C4 un valore di 120 pF. I due transistori sono entrambi al silicio del tipo «n-p-n» per alta frequenza, ed il cristallo è previsto per una frequenza caratteristica di 5 MHz.

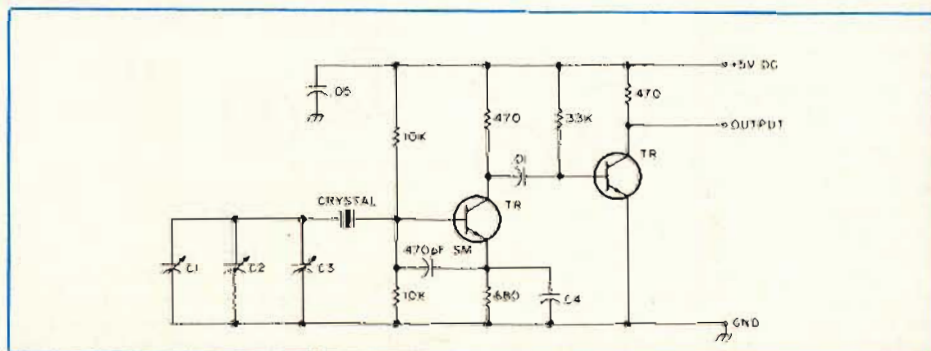



Fig. 5 - Schema elettrico di un tipico oscillatore a cristallo munito di un sistema per la compensazione termica, basata sull'impiego di condensatori a coefficiente termico negativo.

La linea UNITRONIC, un record di qualità e prezzo

DH-175

DH-177

DH-49

DH-55B

DH-49D

DH-150

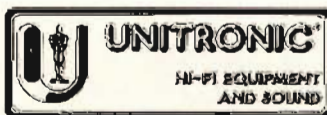
DH-55B
Potenza d'uscita max: 0,5 W
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Trasduttore dinamico da: 70 mm
Impedenza: 8 Ω
Controllo del volume
Commutatore mono/stereo
Lunghezza cavo: 2,7 m
PP/0410-30

DH-150
Potenza d'uscita max: 1 W per canale
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Trasduttore dinamico da: 66 mm
Impedenza: 100 Ω a 1 kHz
Lunghezza cavo: 3 m
PP/0410-40

DH-49
Risposta di frequenza: 30 ÷ 18.000 Hz
Trasduttore dinamico da: 57 mm
Impedenza: 8Ω
Lunghezza cavo: 1,8 m
PP/0410-10

DH-49D
Risposta di frequenza: 30 ÷ 18.000 Hz
Trasduttore dinamico da: 57 mm
Impedenza: 8Ω
Controllo del volume a slitta
Commutatore mono/stereo
Lunghezza cavo: 2,7 m
PP/0410-20

DH-175
Potenza d'uscita max: 1 W per canale
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Trasduttore dinamico da: 66 mm
Impedenza: 100 Ω a 1 kHz
Distorsione armonica: < 1,5% a 1 kHz - 100 dB
Lunghezza cavo: 3 m
PP/0410-50

DH-177
Potenza d'uscita max: 1 W per canale
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Trasduttore dinamico da: 66 mm
Impedenza: 100 Ω a 1 kHz
Distorsione armonica: < 1,5% a 1 kHz - 100 dB
Controllo del volume a slitta
Lunghezza cavo: 3 m
PP/0410-60

In vendita nei migliori centri HI-FI

I LETTORI CI SCRIVONO

di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. Mario CARBONE - Genova Sestri
Tubi per telecamera

L'iconoscopio può essere considerato il primo tubo elettronico per riprese televisive capace di trasformare le variazioni di luce e di ombra in corrispondenti variazioni di tensioni elettriche. Già da tempo superato da altri tubi, era costituito da un cannone elettronico (catodo, griglia controllo, per la regolazione del flusso degli elettroni) e sistema acceleratore-focalizzatore), da un fotocatodo o mosaico sensibile, consistente in una piastrina di mica metallizzata sulla faccia posteriore e ricoperta sulla faccia anteriore di granuli di argento cesiato, isolati fra loro, da un anodo collettore, per la raccolta degli elettroni emessi dal fotocatodo e di quelli secondari emessi in seguito al bombardamento catodico.

L'image orthicon è a sua volta un tubo da ripresa più efficiente dell'iconoscopio la cui indicazione schematica è visibile in figura 1, ed il cui principio di funzionamento è simile a quello degli altri tipi e può essere suddiviso in tre fasi distinte: generazione dell'immagine elettronica, analisi e moltiplicazione del segnale. La sua descrizione si può trovare in qualsiasi buon manuale dedicato al principio di funzionamento della TV.

Il vidicon è invece un tubo di ripresa, simile al tipo precedente ma basato su principi completamente diversi. Infatti in esso il mosaico fotoemittente è stato sostituito con uno strato composto da granuli di una sostanza fotoresistente a base di selenio. Il supporto è metallizzato e trasparente, in modo che applicandogli un potenziale positivo costante si ottiene sull'altra faccia una carica variabile, da punto a punto, proporzionale alla luce che lo colpisce. La piastra viene analizzata da un pennello elettronico a bassa velocità che neutralizza, sempre punto per punto, le cariche positive depositandovi un certo numero di elettroni.

Attraverso lo strato gli elettroni raggiungono la superficie metallica dando luogo ad una minima corrente nei punti

Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un tubo da ripresa TV, del tipo image orthicon.

scuri ed a una corrente maggiore in quelli illuminati. La resistività dello strato deve essere portata a valori elevati mediante sostanze appropriate, affinche la scarica, o più esattamente la neutralizzazione delle cariche, avvenga in 1/25° di secondo. Con questo sistema è stato realizzato il primo tubo da ripresa capace di erogare un segnale video di discreta ampiezza senza dover ricorrere all'impiego di un moltiplicatore elettronico.

Sig. G. CARDANI - Gallarate
Microalimentazione a 9 V

La figura 2 si riferisce ad un minuscolo alimentatore che può essere contenuto in un involucro con le stesse dimensioni della pila a 9 V, che serve ad alimentare l'apparecchio portatile, ragione per cui può essere a questa facilmente sostituito (figura 3).

Il circuito fornisce una tensione perfettamente stabilizzata, tramite il diodo Zener BZY88.

I componenti sono i seguenti Trasformatore subminiatura, *primario 220 V, 50 Hz secondario 12 - 0 - 12 V.* D1 = D2 = *1N4002 o similari.* D3 = *BZY88, 9.1 V.* R1 = *390 Ω, 1/2 W. C1 = 100 μF, 25 V.* C2 = *100 μF, 15 V.* Transistore = *2N3704 o similare (I_c max = circa 800 mA).*

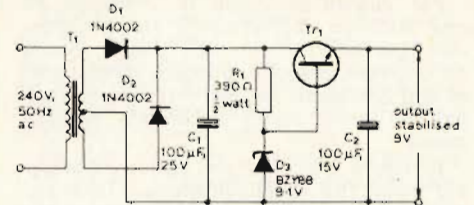



Fig. 2 - Microalimentatore con uscita a 9 Vcc stabilizzati, da inserire in un contenitore simile a quello di una pila a 9 Vcc

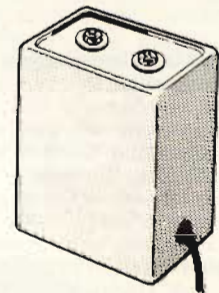



Fig. 3 - Custodia del microalimentatore per radioricevitore portatile, il cui schema è mostrato in figura 2.

RICHIEDENTI DIVERSI
Radiodiffusione e televisione

Preciso ancora una volta che gli argomenti relativi alla Radiodiffusione ed alla Televisione e relativa ricezione delle stazioni emittenti sono trattati esclusivamente nelle rubriche QTC SPECIALE *ed* LETTORI CI SCRIVONO, *in relazione alle risultanze avute nel corso dell'ultimo QUESTIONARIO indetto fra i lettori. Per quanto concerne la ricezione delle emissioni TV via satellite saranno pubblicati prossimamente alcuni interessanti articoli.*

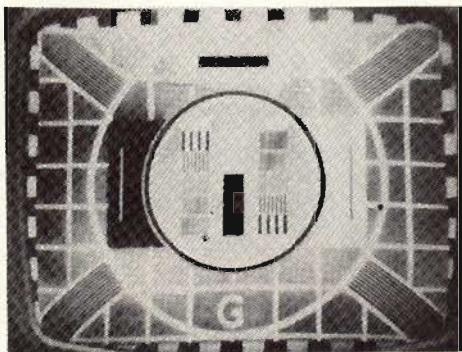
La figura 4 si riferisce allo spettro radiofonico, aggiornato a tutto il 31 dicem-

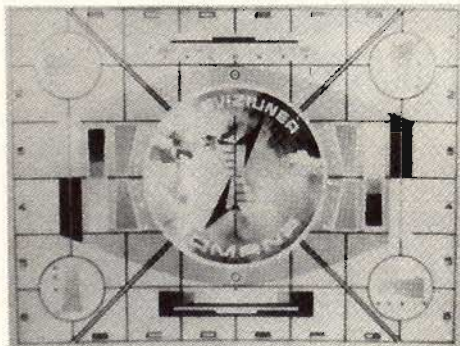
Fig. 4 - Spettro radiofonico delle stazioni ad onda media della gamma 1070 ÷ 1169 kHz.

Fig. 5 - Spettro radiofonico delle stazioni ad onda media della gamma 1178 ÷ 1331 kHz.

bre 1978, delle stazioni di radiodiffusione ad onde medie 1070 ÷ 1069 kHz e la figura 5 allo spettro 1178 ÷ 1331 kHz.

Per quanto concerne le immagini TV che pubblico regolarmente ripeto (avendolo già scritto) che non posso fornire gli originali. Bisogna chiederli direttamente agli Enti delle stazioni interessate i cui indirizzi sono solito pubblicare regolarmente.

La figura 6 *si riferisce ad un monoscopio della TVR (*Radiodifuziunea Televiziunea Românã, Calea Dorobanti, 191 BUCURESTI, Romania*) mentre la* figura 7 *rappresenta il monoscopio irradiato dalle stazioni della MTS (*Malaysian Television Service, Angkasaouri, KUALA-LAMPUR 22-10*).*

Sig. S. AIELLO - Castellamare
Sintonia automatica TV

Il termine di sintonia automatica in effetti è improprio; si tratta infatti soltanto di una correzione automatica della sintonia che si manifesta quando il ricevitore è vicino alla condizione di accordo esatto. In genere dall'ultimo trasformatore di media frequenza video si preleva un segnale che dopo uno stadio amplificatore viene applicato ad un discriminatore, la cui frequenza centrale è la stessa della portante video a MF. Il discriminatore deve dare una tensione positiva quando la frequenza della portante video supera quella di progetto ed una tensione negativa nel caso contrario.

La tensione erogata dal discriminatore ha il compito di far variare la capacità di un condensatore che generalmente è costituito da un diodo al silicio nel quale la capacità fra i due elettrodi è particolarmente sensibile al valore della tensione inversa (varicap, varactor e così via). La capacità diminuisce con l'aumento della tensione inversa.

Detta capacità è inserita nel circuito dell'oscillatore del ricevitore, che come si sa è del tipo supereterodina, e ne influenza la frequenza nel senso che porta a correggere il valore della portante video a media frequenza quando tale valore risulti errato. Quindi in questo caso si dice che il ricevitore tende a correggere la propria sintonia.

Il circuito, relativamente complicato, generalmente viene impiegato esclusivamente negli apparecchi di elevata qualità.

Va detto che molti sostengono che un circuito di questo genere, se non è perfettamente tarato, può impedire la perfetta sintonia del ricevitore (da tenere presente che determinante in questo caso è la perfetta taratura del discriminatore). *Un'obbiezione di questo tipo è valida soltanto nei televisori difettosi o in quelli in cui riparatori incauti abbiano alterato la messa a punto del discriminatore* (cosa più comune di quanto si creda...) *E' vero invece che un dispositivo del genere può essere controproducente specialmente quando la ricezione, per un motivo qualsiasi (propagazione, interferenze etc), sia resa difficile e si possa ottenere un sensibile miglioramento allontandosi leggermente dalle condizioni di sintonia perfetta.*

Fig. 7 - Immagine televisiva irradiata dalle stazioni della catena TV Malaysian Television Service.

Fig. 6 - Uno dei monoscopi irradiati dalle stazioni della Radiotelevisione Romena.

Sig. G. SERENI - Roma
Casse acustiche ad imbuto

Le casse acustiche ad imbuto (a padiglione dei francesi), hanno la particolarità di aumentare di circa dieci volte la potenza di un altoparlante, grazie ad un migliore accoppiamento con l'aria circostante. Si presentano sotto forma di condotti la cui sezione aumenta, secondo una legge esponenziale, dall'entrata all'uscita.

L'altoparlante è fissato all'ingrosso del condotto, cioè dove la sezione è più piccola, dimodoché l'energia si irradia attraverso delle masse d'aria sempre più grandi per cui l'impatto con l'aria esterna è meno violento (figura 8).

E' perciò evidente che una cassa acustica di questo genere si comporta esattamente come un trasformatore adattatore di impedenza simile a quelli che assicurano un migliore accoppiamento fra gli stadi finali degli amplificatori e le bobine mobile degli altoparlanti. Purtroppo si può dimostrare teoricamente come lo accoppiamento ottimale si ottenga quando la sezione del condotto all'uscita e la sua lunghezza siano tali per cui una cassa acustica del genere non può in pratica trovare spazio sufficiente in un locale di abitazione. Un imbuto di questo genere affinché sia in grado di dare una buona risposta almeno fino a frequenze dell'ordine dei 30 Hz dovrebbe avere un diametro di 3 m ed una lunghezza di 5 m.

Si è tentato di avvolgere su se stesso l'imbuto, allo scopo di diminuire la lun-

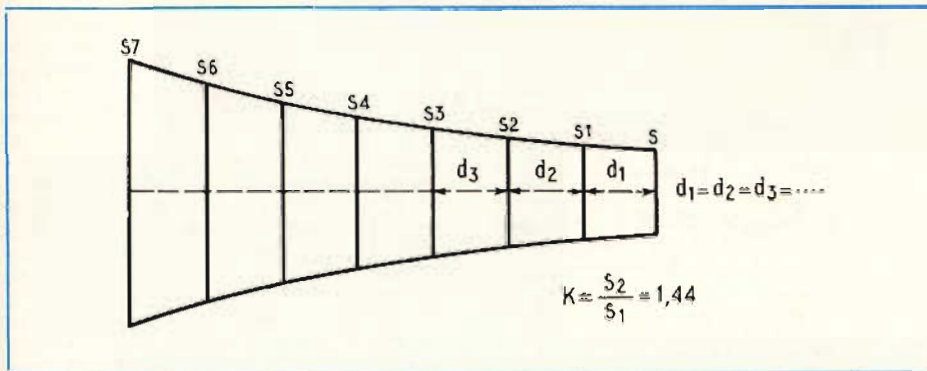



Fig. 8 - Rappresentazione del sistema di espansione delle vibrazioni prodotte da un altoparlante in una cassa acustica del tipo ad imbuto.

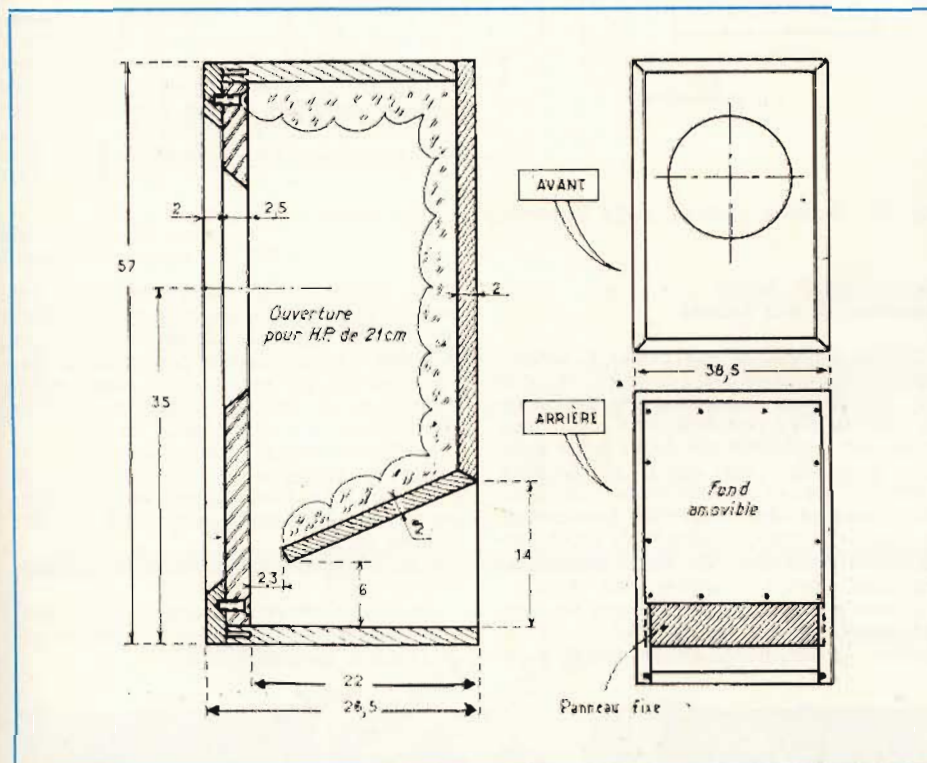



Fig. 9 - Una cassa acustica di tipo ridotto realizzata recentemente in Francia.

ghezza, ma ovviamente la realizzazione in questo caso non è risultata molto difficoltosa.

I costruttori delle casse acustiche non si sono arresi e tanto in Francia quanto in USA sono state realizzate delle casse di questo genere aventi delle dimensioni più accessibili. Non sò però se i risultati corrispondono in effetti a quelli che sono conseguibili con una cassa del tipo originale.

La figura 9 *si riferisce ad una cassa a pavillon adatta per essere impiegata con un altoparlante da 21 cm di diametro e realizzata recentemente in Francia.*

Sigg. Ing. D. BIANCHI - Genova, R. CORRENTI - La Spezia Apparecchiature per bordo

La radionavigazione via satellite è un argomento che ritengo interessi ben poco i nostri lettori. Ho già scritto che di tecnici veramente specializzati nel campo delle apparecchiature destinate alla radionavigazione in Italia ne circolano ben pochi e quelli che esistono sono preparati direttamente dalle ditte interessate e non certamente dalle nostre scuole.

Per quanto concerne l'argomento che interessa l'ing. Bianchi, cioè la radionavigazione via satellite preciso che su di esso ho scritto recentemente alcuni articoli sulla rivista YACHTING ITALIANO (Viale Quartara, 5 - 16149 GENOVA-Quarto) *rivista nella quale mensilmente tratto argomenti di questo genere.*

Per quanto concerne il carica batterie elettronico per bordo penso che il modello CHARGER 300 realizzato dalla R.P.R. di Genova corrisponda perfettamente alle singole esigenze di tutti coloro che si dedicano alla nautica da diporto. Senza dilungarsi in una inutile descrizione, poiché opuscoli illustrativi potranno essere richiesti alla ditta in questione, preciso che l'EBC 300 può essere considerato uno dei primi carica batterie in campo nautico che eroghi una corrente perfettamente continua a 12 V, 24 A e 24 V, 12 A ed il cui peso supera i 5 kg. (figura 10).

Sig. Prof. Dott. Filippo STAFFA - Roma Antenna UHF.

Anche in questa lettera, come quella del P.I. Mordoletto, si fa riferimento ad una risposta data ad un lettore pubblicata molti anni fa, la qualcosa evidentemente mi procura molta perdita di tempo in ricerche spesso infruttuose.

Se Lei desidera realizzare l'antenna UHF per la ricezione delle stazioni televisive UHF penso che le convenga senz'altro ricorrere all'impiego di una delle tante antenne con riflettore, facilmente reperibili in Italia il cui costo, del tutto trascurabile, è notevolmente inferiore a quello dell'antenna prescelta mentre il rendimento non è per nulla inferiore.

Comunque preciso che l'antenna a cui si fa riferimento può essere costruita utilizzando un elemento del tipo a larga banda per i canali UHF provvedendo a montare soltanto la sezione riflettente.

L'elemento centrale del riflettore dovrà avere la lunghezza di 1.520 mm (lunghezza per nulla critica). Gli altri elementi dovranno essere lunghi rispettivamente:

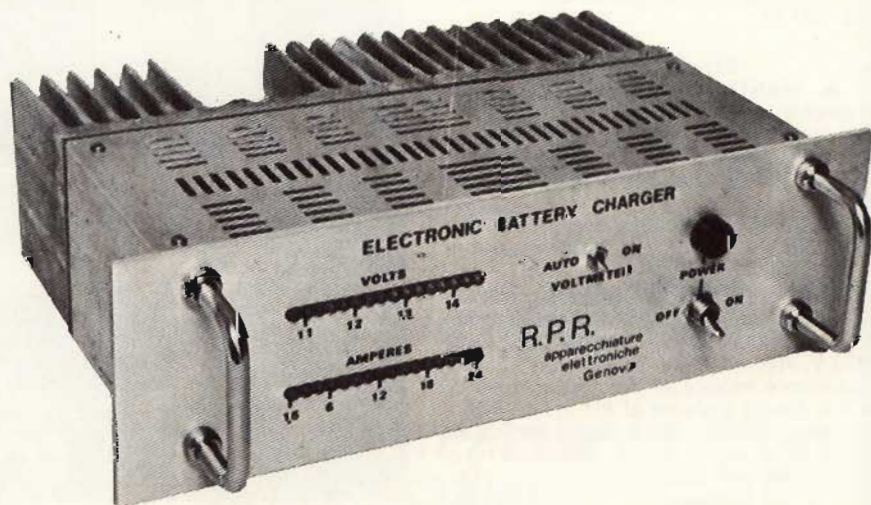



Fig. 10 - Carica batterie elettronico per navigazione da diporto CHARGER 300 della R.P.R.

1516 mm, 1512 mm, 1518 mm, 1514 mm, 1498 mm, 1492 mm, 1484 mm, 1472 mm.
La distanza fra un elemento e l'altro 13 cm.

Sig. D. FRANCHI - La Spezia
Radiotelefonia subacquea senza cavo

Esistono in commercio diversi tipi di radioapparati il cui compito è quello di assicurare le comunicazioni fra subacquei e la superficie o fra subacquei, senza che sia necessario alcun collegamento diretto.
La figura 11 si riferisce, ad esempio, ad un equipaggiamento di radiotelefonia subacquea noto con il nome di ACQUACOM le cui principali caratteristiche sono le seguenti:
Dimensioni: *diametro 67 mm, lunghezza 250 mm, larghezza, con dispositivo di fissaggio, 80 mm.* Peso, *in aria 960 gr, in acqua 130 gr.* Resistenza alla pressione: *10 atm alla profondità di 100 m.* Portata *in acqua (dipende dalle condizioni ambientali) circa 500 m, in aria circa 0,5 m.* Frequenza di emissione: *30 kHz.* Modulazione: *di frequenza (FM).* Alimentazione: *batterie al nichel-cambio 4,8 V capacità 1,2 Ah. La ricarica, per cellula completamente scarica richiede circa 15 ore.*
Il costo di questo apparecchio di aggira sulle 650.000 lire, quello della stazione base 1.400.000 lire.

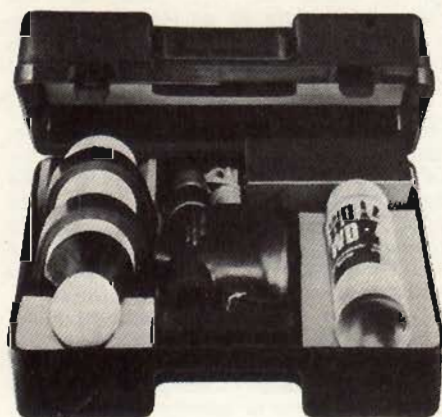



Fig. 11 - Sistema di radiotelefonia sottomarina tipo ACQUACOM, che consente comunicazioni senza collegamento fisso fr ai subacquei e la superficie. Portata circa 500 m.

Sig. A. MANTERO - Milano
Dynamotor surplus PE-103

In figura 12 è riportato lo schema elettrico completo della Dynamotor surplus PE-103A.
Si tratta di un gruppo convettore che alimentato a 6 o 12 V, può fornire una tensione di 500 V, 160 mA.
Gli altri gruppi da Lei segnalati presentano le seguenti caratteristiche tecniche: PC 77 - *dinamotore entrata 12 Vcc, uscita 175 V, 100 mA e 500 V, 50 mA.* PE-73CM - *dinamotore entrata 28 Vcc, uscita 1000 V, 350 mA (usata insieme al BC 375).* PE-86 - *dinamotore entrata 28 V, uscita 250 V, 60 mA.* PE-101C - *dinamotore entrata 12 V o 24 V, uscita 800 V, 20 mA, e 400 V, 135 mA, 9 V, 1,1 A (usata con il BC 645).* PE-104 - *dinamotore entrata 6 V e 12 V uscita 90 V, 50 mA.*

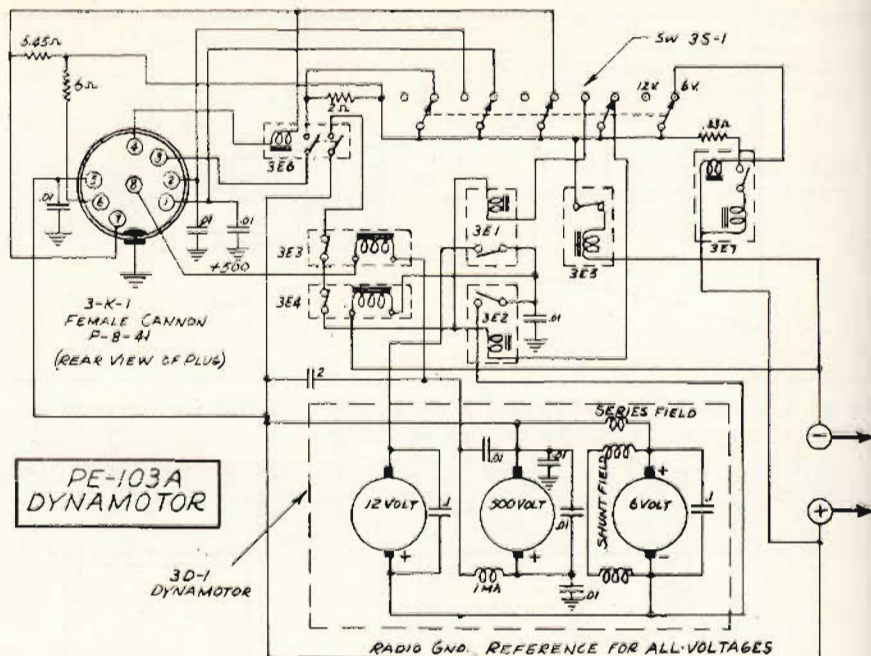



Fig. 12 - Schema elettrico della Dynamotor surplus modello PE-103A.

Sig. G. COLLI - Torino
Questioni di alta fedeltà

L'Alta Fedeltà, *di cui ormai è entrato nell'uso comune la sigla* HI-FI *(ai fai) che non è altro che l'abbreviazione dell'inglese High Fidelity, consiste nella produzione in un dato ambiente dei suoni tali e quali sono stati incisi cioè con la stessa dinamica e lo stesso volume sonoro. Un buon complesso pertanto dovrebbe teoricamente essere in grado di fornire la copia perfetta di un programma musicale inciso, registrato oppure trasmesso via radio.*
Comunque il ragionamento che ho fatto nell'articolo a cui Lei fa riferimento mi sembra perfettamente valido. Infatti è del tutto inutile essere in possesso di un amplificatore che abbia una risposta perfettamente lineare (si fa per dire) fra 15 e 30.000 Hz e poi desiderare ottenere dell'alta fedeltà nell'ascoltare un disco la cui estensione di gamma si aggira sui 200-3000 Hz con una dinamica di 25 dB.
Evidentemente il complesso sarebbe in grado di produrre fedelmente tutte le frequenze che sono comprese nel disco, ma non potrebbe riprodurre quelle che non vi sono incise.
Il discorso vale ovviamente per i nastri e così via.
Un trasformatore di uscita di ottima qualità dovrebbe, grosso modo, rispondere alle seguenti caratteristiche:

Fig. 13 - Una delle ultime cartoline QSL emessa da RADIO BERLIN INTERNATIONAL.

a) *elevata induttanza primaria*, b) *bassa induttanza dispersa*, c) *bassa capacità propria degli avvolgimenti*, d) *scarsa induzione*, e) *rendimento elevato*, f) *corretto adattamento d'impedenza con il carico esterno.*

*E' ben noto infatti che dal trasformatore di uscita dipende in buona parte la distor*sione di frequenza *(scarsa induttanza del primario, elevata induttanza dispersa, effetti di risonanza)*, la distorsione di fase, *dovuta alla controreazione del secondario,* la distorsione di intermodulazione ed ar*monica da attribuire quasi sempre a sovraccarico per deficienza di induttanza primaria alle basse frequenze, e per scostamento dalla linearità della variazione di flusso in funzione dell'intensità di campo nel nucleo magnetico.*

La distorsione armonica può essere anche dovuta ad un eccesso di resistenza ohmica del primario.

Bourdalque, *per rispondere alla sua domanda finale (crede all'alta fedeltà?) soleva dire* che è cosa essenziale nella fede credere ciò che non si vide, *per quanto concerne l'alta fedeltà* io mi sforzo di credere a ciò che malgrado la mia buona volontà non sento...

Sig. F. CAPONI - Napoli
Ricevitore surplus BC 357

In figura 14 è *riportato lo schema relativo al ricevitore-marker per radiofari BC 357, il quale qualche decennio fa è stato modificato per essere usato come relé capacitivo. Al giorno d'oggi, circuiti del genere sono facilmente realizzabili mediante i semiconduttori quindi una modifica in tale senso mi sembra del tutto sconsigliabile. Eventualmente posso farle avere la descrizione del circuito e le relative modifiche da apportare allo stesso, in lingua inglese.*

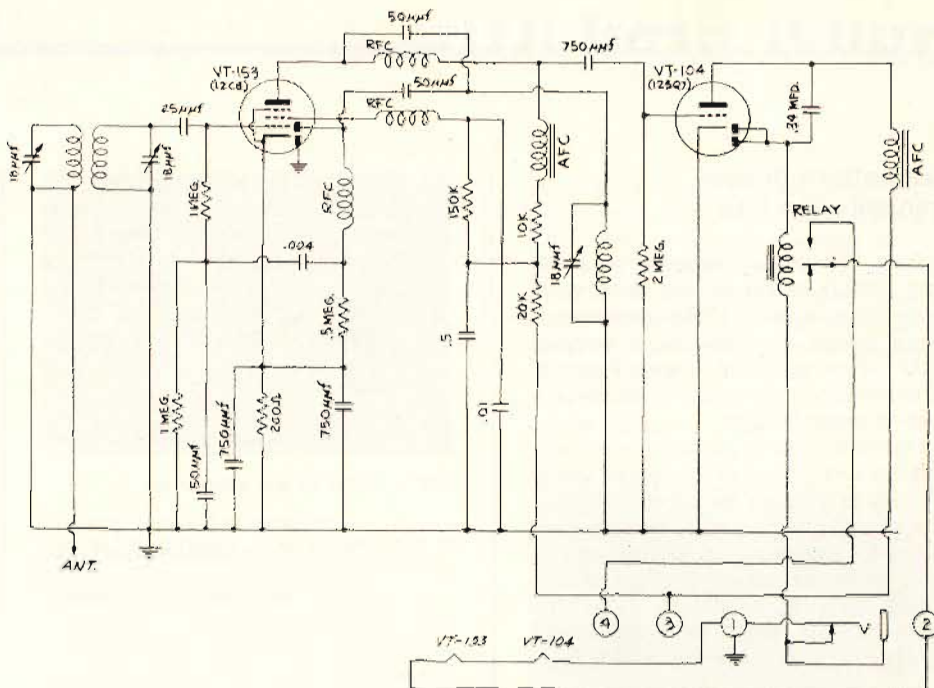



Fig. 14 - Schema elettrico del ricevitore del surplus BC 357.

nuovi prodotti

Connettore di cavi transmission line

Berg Electronics, divisione della Du Pont, annuncia una tecnica di connessione esclusiva per cavi "transmission line" senza piastra di interfaccia. Il sistema "TLC" riduce significativamente il tempo di terminazione del cavo ed abbassa i costi di assemblaggio.

Poiché il "TLC" è più piccolo e compatto di una piastra di interfaccia, viene a ridursi la distanza su cui dee viaggiare il segnale; si ha perciò una maggiore fedeltà. Queste stesse ridotte dimensioni fisiche ne favoriscono l'uso in applicazioni ad alta densità.

Il connettore Berg "TLC" è adatto per ogni tipo di cavo con spaziatura 1,27 mm.

Du Pont

Connettore "TLC" di cavi transmission line senza piastra di interfaccia.

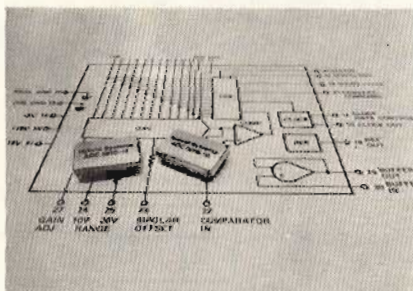
Convertitore analogico/digitale a 12 bit

L'ADC 581-12 della Hybrid Systems è un ADC ad alta affidabilità, in grado di effettuare una conversione completa a 12 bit in soli 17 μs.

Può anche essere messo in ciclo corto per ottenere periodi di conversione più brevi dove è richiesta una risoluzione minore.

Progettato per sostituire direttamente i dispositivi ADC 85/84 della Burr-Brown e ADC-HX12B/HZ12B della Datel, l'ADC 581 offre una riduzione nel consumo del 70% e la possibilità di funzionamento nel range di temperatura militare da -55 °C a +125 °C. L'assorbimento di potenza totale è di soli 570 mW.

Viene fornito a norme MIL-STD-883B, classe B o in versione commerciale/industriale.

L'ADC 581 comprende il clock interno, il riferimento e l'amplificatore buffer di ingresso. Il progetto prevede un controllo del clock rate esterno e la possibilità di usare un clock esterno per la sincronizzazione.

ADC a 12 bit ad alta affidabilità.

La variazione del guadagno in funzione della temperatura è di sole ± 30 ppm/°C e le tensioni di alimentazione possono variare da ± 11 a ± 18 V. Si possono selezionare cinque range di ingresso e tre codici di uscita.

L'unità viene fornita in un package metallico dual-in-line a 32 pins ermetico.

Hybrid Systems
TEKELEC AIRTRONIC - Milano

DPM a 4 1/2 digit altamente stabile

Gli strumenti da pannello della serie 2470 della Weston - Schlumberger sono caratterizzati da un'alta stabilità dello zero, un riscaldamento rapido e un tracking attraverso lo zero preciso.

Un convertitore LSI A/D a due chip e un riferimento termostato forniscono azzeramento automatico, calibrazione del riferimento singola e integrazione bipolare.

La precisione è lo 0,005% della lettura ± 1 count.

La lettura della misura si effettua con un display a LED alto 15,24 mm rosso arancione molto luminoso e ben leggibile sotto un ampio angolo. L'over range viene segnalato dal lampeggio del display, la posizione del punto decimale è programmabile.

L'impedenza di ingresso supera 1000 mΩ, la reiezione al modo comune è 100 dB a 60 Hz e al modo normale è 50 dB.

Il settling time entro lo 0,01% della lettura è di soli 100 ms.

I ranges dei DPM vanno da 200 mV a 200 V e da 200 μA a 200 mA.

I modelli 2470, che sono alimentati direttamente dalla rete, sono dotati di contenitori di policarbonato standard di 4,50 x 10,16 cm.

Weston-Schlumberger.
dB ELECTRONICS INSTRUMENTS - Cormano.

Sistema per il colore in un chip

La Motorola Semiconductors annuncia un sistema multistandard europeo per la TV a colori, il TDA 3300 - Chroma III, realizzato con un solo chip.

Questo sistema TV colour della terza generazione accetta un segnale TV nella forma di video composto e fornisce una uscita pronta per essere applicata al catodo del CRT, attraverso un semplice stadio di uscita.

Il TDA 3300 comprende on-chip i comandi per la saturazione, il contrasto e la luminosità, progettati con un'alta impedenza di ingresso per renderli compatibili con la maggior parte dei telecomandi, un limitatore del fascio per prevenire l'annebbiamento dei dettagli della immagine e un generatore di riferimento al quarzo a 4,43 MHz.

Chroma III è compatibile con i sistemi PAL, NTSC e ora anche SECAM con il TDA 3030 SECAM decoder ed è predisposto per l'impiego di TV sets, Teletext, games, camera, ecc.

Il TDA 3300 richiede una alimentazione singola a 12 V, con assorbimento di 50 mA.

Viene fornito in un package DIL plastico con 40 pins.

MOTOROLA - Milano.

Contatore elettronico per impieghi generali

Il CPR della Elesta è un contatore elettronico la cui particolarità è quella di essere programmabile in quasi tutte le sue funzioni.

Il CPR può lavorare in conteggio mono-bidirezionale e regressivo, è dotato di predeterminatore, segnale di rallentamento e Stop al raggiungimento dello Zero.

Con il CPR e uno dei diversi tipi di generatori di impulsi della ELESTA, si possono realizzare semplicemente e con un investimento ridotto funzioni di misura e di comando automatiche.

Contatore elettronico con predeterminatore.

nuovi prodotti

La Elesta ha anche ampliato l'offerta di accessori per i propri contatori digitali, con un nuovo programma di generatori di impulsi denominati IMPUCOD e METROCOD.

Gli IMPUCOD sono generatori di impulsi incrementabili in esecuzione industriale. Sono disponibili fino a 2500 impulsi/giro, con o senza impulso di zero e per uscita in onda quadra o sinusoidale. Il METROCOD è un generatore di impulsi incrementale che ha le stesse caratteristiche elettriche dell'IMPUCOD, ma è realizzato in custodia di ghisa ed è dotato di ruota metrica con circonferenza di 500 millimetri.

ELESTA - V.le G. Cesare, 20 - Como

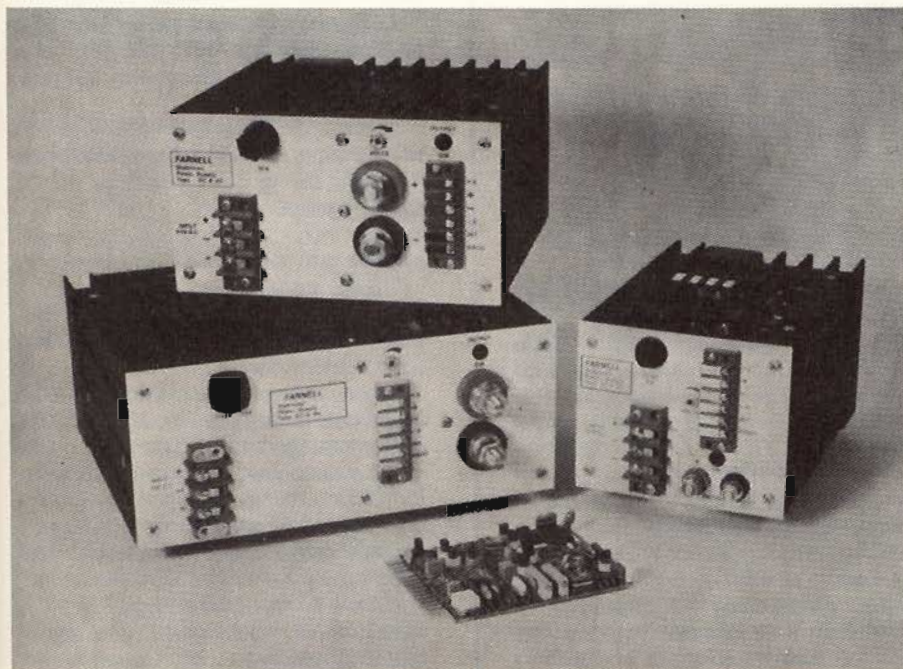
Convertitori c.c./c.c.

La Farnell ha ampliato la sua gamma di alimentatori switching con l'introduzione di 3 tipi di convertitori c.c./c.c., da 120, 240 e 360 W con tensioni di uscita di 4-6 V, 8-12,6 V e 16-25,52 V.
Le unità accettano tensioni di ingresso variabili nel range da 43 a 58 V con un valore nominale di 50 V. Il rendimento arriva al 77%.

La tensione di uscita è programmabile in ciascuna unità verso il basso fino ad 1 V e l'uscita è protetta contro i sovraccarichi da un circuito che limita la corrente.

Il carico può anche essere segnalato estremamente mediante LED disponibili sul pannello frontale. L'isolamento tra ingresso e uscita è 500 V.

Questi convertitori inoltre soddisfano le norme del Post Office per quel che riguarda il rumore R.F. e la tolleranza dei transistori.

Farnell
TEKELEC AIRTRONIC - Milano

Convertitori c.c./c.c. della Farnell.

Dispositivo elettronico per l'accensione di lampade fluorescenti

La Philips ha presentato un dispositivo con il quale si ottiene l'accensione istantanea delle normali lampade fluorescenti munite di reattori standard. L'accenditore elettronico (tipo ES 04) si compone di una scheda in custodia di plastica che misura 28 x 38 x 102 mm.

Il dispositivo ES 04 sarà applicato dalla Philips in talune apparecchiature di illuminazione e sistemi in cui precedentemente venivano usati altri circuiti ad accensione immediata, con lampade di tipo speciale ("TL"M/"TL"-RS/"TL"S) e gruppi di reattori complicati.

Oltre all'accensione diretta di lampade fluorescenti standard il dispositivo ES 04 (220 V/50 o 60 Hz) offre numerosi altri vantaggi: dissipazione ridotta rispetto ai cosiddetti circuiti senza starter finora usati e arresto automatico dell'accensione entro 20 s in caso di lampada difettosa. Ciò porterà anche un beneficio ai problemi dell'interferenza con apparecchi radio e televisivi che si verificano durante l'accensione. Dopo la sostituzione della lampada l'ES 04 riprende immediatamente a funzionare.

PHILIPS - Milano.

Voltmetro a larga banda per la misura dell'angolo di fase.

Voltmetro per l'angolo di fase

La North Atlantic ha presentato il voltmetro a larga banda modello 321 per la misura dell'angolo di fase, che utilizza tubi a vuoto o un mainframe con plug-in.

Offrendo una precisione di 1/2 grado da 10 Hz a 100 kHz in quattro ranges, il 321 non necessita di filtri e ha un funzionamento che è insensibile alle armoniche.

Il canale del riferimento ad aggancio di fase consente un funzionamento con shifter di fase lineare, senza la necessità di componenti di circuiti reattivi.

Oltre all'angolo di fase, si possono misurare tensioni totali, fondamentali, in fase e in quadratura in 13 ranges, da 300 μV a 300 V.

Il controllo automatico del guadagno consente di avere una variazione del riferimento da 150 mV a 150 V senza calibrazioni.

North Atlantic
TECHNITRON - Via Mangili, 20 - Roma

Amplificatore di media potenza

MPO 8053 della Mesa è capace di fornire 4 W su un carico di 8 Ω.

La sua flessibilità lo rende adatto a pilotare carichi nella gamma da 4 a 16 Ω. Una corretta operazione è garantita dall'impiego di un solo condensatore di uscita.

Un dissipatore interno permette una operazione continua fino a 2 Wrms o 10 W di picco.

È consigliato l'uso di un dissipatore esterno per operazioni fino a 4 Wrms.

Applicazioni tipiche sono sistemi audio di media potenza, pilota per stadi di potenza, amplificatore di potenza di impiego generale.

Caratteristiche principali: potenza di uscita 2 Wrms, e 4 Wrms con dissipatore esterno, sensibilità 640 mV, distorsione 0,06% a 1 kHz, 2 W, banda passante da 20 Hz a 20 kHz. (–3 dB).

MESA - Via Canova, 21 - Milano.

Amplificatore audio da 10 W con muting

Il TDA 1910 della SGS-ATES è un circuito monolitico in package MULTIWATT, adatto per l'uso in apparecchi Hi-Fi di potenza. Soddisfa le norme Din 45500 (d = 0,5%) con una potenza di uscita minima di 12 W, quando viene impiegato a 24 V/4 Ω.

A 24 V/8 Ω la potenza di uscita è 7 W.

Le sue caratteristiche principali sono: muting per l'attenuazione del segnale di ingresso, protezione contro la sovratemperatura del chip, leggera limitazione in condizione di saturazione, assenza di rumore "switch-on", piccolo numero di componenti esterni non costosi, reiezione alla tensione di alimentazione di 50 dB, rumore tipico di 2 μV.

SGS-ATES - Agrate Brianza.

Amplificatore operazionale BI-FET

La Thomson-CSF ha realizzato amplificatori operazionali nei quali si ottengono transistori bipolari e ad effetto di campo nello stesso chip, grazie alla tecnica ion implantation.

Oltre all'alta impedenza di ingresso, unita tuttavia a piccole tensioni di offset di ingresso e deriva ridottissima, il progetto circuitale ha consentito di ottenere una larghezza di banda e un nuovo rumore migliori di quelli possibili negli amplificatori operazionali convenzionali.

L'influenza della temperatura sulla compensazione della tensione di offset può essere ridotta a circa 0,5 μV/°C per 1 mV di tensione di offset. Un ulteriore particolarità di questi amplificatori sta nel fatto che le tensioni di ingresso possono arrivare fino alla tensione positiva di funzionamento e anche 100 mV oltre.

Le caratteristiche principali di questi dispositivi, denominati TDB 0155/0156/0157, sono: impedenza di ingresso di 10^{12} Ω, correnti di ingresso e di offset di 30 pA/3 pA, tensione di offset di 3 mV, deriva della tensione di offset di 5 μV/°C, rumore pari a 0,01 pA/Hz relativo all'ingresso e grande larghezza di banda (20 MHz per il TDB 0157).

THOMSON - CSF - Via M. Gioia, 72 - Milano.

CI per la scansione verticale nei televisori

Si tratta di un controllo integrato della Thomson - CSF che comprende, in un solo chip al silicio, tutte le funzioni per realizzare la scansione verticale nei ricevitori TV. Gli stadi di uscita dell'integrato permettono il comando diretto di qualsiasi tipo di deflettore grazie all'alta corrente di uscita.

Le caratteristiche principali sono: corrente di uscita ripetitiva di 5 A picco-picco, tensione di alimentazione di 28 V, circuito di boostrap, generatore di blacking, alimentazioni separate per l'oscillatore e lo stadio di uscita, generatore di rampa compensato in temperatura, protezione termica.

Lo speciale package DIL con 16 passaggi in line possiede una resistenza termica molto bassa minore di 3° C/W

THOMSON - CSF - Milano.

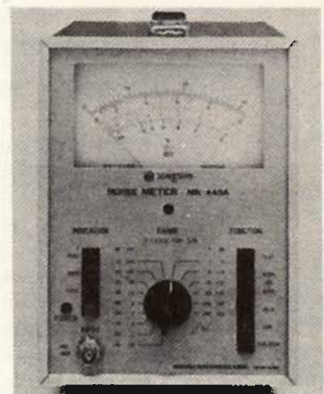
Misuratore di rumore per apparecchi radio

L'MN - 445A della Meguro Electronics è un voltmetro elettronico ad alta sensibilità che misura tensioni c.a. nel range di frequenza da 10 Hz a 500 kHz.

Cinque filtri incorporati, basati sugli standards DIN-AUDIO, DIN-NOISE, CCIR, CCIR/ARM e JIS A, lo rendono ideale per misure di rumore su apparecchi radio, compresi quelli che impiegano il sistema Dolby B per la riduzione del rumore.

L'MN - 445A effettua misure di tensione da 30 μV a 300 V in 15 ranges. Esso fornisce il valore di picco, il valore medio e il valore efficace.

Il campo di regolazione della sensibilità va da 0 a circa –12 dB, mentre la impedenza di ingresso è 1 MΩ con 30 pF.

Meguro Electronics

Misuratore di rumore da 30 μV a 300 V.

Sintonia per 100 canali TV

Il sistema di sintonia digitale SDA 100 della Siemens è progettato per 100 canali TV. Le frequenze desiderate vengono generate da un sintetizzatore di frequenza funzionante secondo il principio del loop ad aggancio di fase. Il PLL è formato da un VCO (oscillatore controllato in tensione), il predivisore S0346 con rapporto di divisione fisso 1 : 64, il divisore programmabile con fattore di divisione selezionabile digitalmente contenuto nell'SO437, un comparatore di fase e l'integratore equiparato con il TBB 1331A.

Un oscillatore al quarzo a 4 MHz con divisore 2048 : 1 fornisce la frequenza di riferimento per il comparatore di fase.

C'è anche il dispositivo di controllo MOS M 564, una delle cui funzioni è quella della ricerca automatica delle stazioni.

Questo circuito contiene anche una ROM programmabile a maschera per la memorizzazione delle frequenze di 100 canali televisivi.

SIEMENS ELETTRA - Milano.

DAC per la conversione video

Il convertitore digitale-analogico ad 8 bit monolitico ad alta velocità MC10318 della Motorola, grazie ad un settling time di 10 ns, consente di convertire le informazioni digitali in segnali analogici negli strumenti ad alta velocità, nei displays digitali, negli oscilloscopi a memoria, nei radar e nelle trasmissioni TV.

Con 8 bit di precisione (± 1/2 LSB), questo DAC monotonico nel range di temperatura da 0 a 70 °C può funzionare in sistemi con data rates oltre i 25 MHz. Gli ingressi sono compatibili

con la logica MECL 10.000, per l'interfacciamento diretto con sistemi di sviluppo ad alta velocità.

Funzionante con una alimentazione standard a -5,2 V, le uscite complementari dell'IC possono fornire 51 mA a fondo scala nel range da -1,3 V a + 2,5 V, mentre il consumo tipico è minore di 500 mW.

La massima non linearità è ± 0,19%.

L'MC10318 viene fornito in un DIP ceramico a 16 pins.

MOTOROLA - Milano.

Diodi raddrizzatori da 6 A

I diodi al silicio diffuso della serie R 250 della Micro Electronics sono studiati per la massima flessibilità mediante una combinazione di alte correnti di funzionamento e di spunto e piccole dimensioni.

I diodi incapsulati sopportano correnti dirette continue di fino a 6 A con un trasferimento del calore opportuno.

La massima tensione inversa ripetitiva di picco è 50 - 600 V, mentre non ripetitiva è 100 - 800 V.

I raddrizzatori possono sopportare correnti di spunto di fino a 300 A, e un valore dell'I^2t di 370 A^2s.

I dispositivi misurano solo 9,65 mm di diametro e 7,87 mm di profondità, con terminali lunghi almeno 25,4 mm.

Micro Electronics
SYSCOM ELETTRONICA - Cinisello Balsamo

Amplificatore audio di impiego generale

Il GEP 8011 della Mesa è un amplificatore previsto per applicazioni in apparecchiatura Hi-Fi.

La sua flessibilità lo rende particolarmente adatto per amplificatori sia su bassi che su medi livelli di segnale assicurando nel medesimo tempo anche il basso rumore e distorsione. Questo modulo offre un adeguato margine di over-load e una buona ricezione di segnali in modo comune assieme ad una buona stabilità.

Queste caratteristiche lo rendono interessante anche per applicazioni nel campo industriale.

Le sue applicazioni tipiche sono preamplificatori per ingressi ausiliari, booster hi-fi per tuner FM, boster hi-fi per registrazione a nastro, preamplificatori a guadagno programmabile (6 dB step), amplificatore per "VU Meter", amplificatore di linee ausiliarie, preamplificatori per cartucce piezoelettriche o ceramiche.

Caratteristiche principali del GEP 8011: guadagno in tensione di 10 dB, 16 dB, 22 dB e 28 dB; banda passante da 15 Hz a 50 kHz (1 dB); distorsione pari allo 0,02% con guadagno 28 dB; impedenza d'ingresso di 50 kΩ.

MESA - Via Canova, 21 - Milano

Fotodiodi per radiazioni visibili e infrarosse

Due fotodiodi planar PIN a grande area e ad alta velocità, per impieghi con radiazioni visibili o vicino all'infrarosso, sono stati presentati dalla Optron.

I fotodiodi OP 905 e OP 915 hanno un'area attiva di 7,5 mm^2, e sono incapsulati in un package plastico a basso costo estremamente piccolo, ideale quando ci sono problemi di spazio.

Il design del package semplifica il montaggio su un circuito stampato, e i dispositivi possono essere posizionati uno di lato all'altro per formare una schiera multielementi.

La sensibilità dei dispositivi è tipicamente compresa tra 0,55 e 0,65 A/W con una sensibilità di picco di 800 nm per l'OP 905 e di 920 nm per l'OP 915.

Entrambi i fotodiodi sono adatti per il funzionamento o come fotodiodo o nel modo fotovoltaico. Con una polarizzazione di 10 V, l'OP. 905 ha una capacità di giunzione di 60 pF e un tempo di risposta di 200 ns con una resistenza di carico di 1 kΩ.

L'OP 915 ha una capacità di 15 pF e un tempo di risposta di 50 ns.

Optron

Planar PIN fotodiodi ad alta velocità e sensibilità.

Relè per montaggio su C.S.

Il relè RZ è un moderno dispositivo con due contatti di scambio prodotto dalla ITT secondo tecnologie nuove e sofisticate. Ha dimensioni ridottissime con terminali dual-in-line (TO 116) per uso diretto su circuito stampato o inserzione su zoccoli DIL.

Ogni scambio può commutare potenze da 0,1 W a 30 W (1,25 Vca - 150 Vcc). I contatti, in Argento/Palladio oppure Argento/Palladio con placcatura in oro (20 μm), sono del tipo cross-bar per una migliore affidabilità di commutazione.

Grazie al suo contenitore saldato ad ultrasuoni ed alla cappetta antipolvere,

Relè miniaturizzato con due contatti di scambio.

il milionesimo esemplare prodotto in un tempo decisamente molto breve è sintomo di un grosso successo tecnico e commerciale.

ITT - S. Donato Milanese

Switching transistors con EMI ridotta

La configurazione del package con collettore isolato dei nuovi transistori della General Semiconductor è studiata per l'impiego in applicazioni switching dove l'EMI (Electromagnetic Interference) deve essere controllata.

Combinando l'economicità del package di potenza standard TO-3 e la versatilità del progetto a collettore isolato, questa famiglia di transistori risolve i numerosi problemi che si incontrano nei circuiti switching ad alta tensione. Sono pertanto particolarmente interessati per i costruttori di alimentatori switching offtime e per il mercato dei computers, delle comunicazioni e degli elettromedicali.

L'EMI è ridotta da 20 a 30 dB. Altri vantaggi offerti sono la riduzione delle correnti di loop a terra, una riduzione nelle operazioni di assemblaggio, l'eliminazione del testing "hi-pob", una affidabilità aumentata, e l'eliminazione del pericolo di shock del tradizionale TO-3.

"SAJ 300 R" INTEGRATO PER OROLOGI CONTROLLATI AL QUARZO

di G. BRAZIOLI

Impiegando il nuovo IC «SAJ 300 R» della ITT, gli orologi elettronici da parete o per autovetture, muniti di indicazione tradizionale a sfere (o «lancette») e controllati a quarzo per la massima precisione, possono essere realizzati con un ridottissimo numero di parti.

Lo SAJ 300R, è un IC «CMOS» dual-in-line (Dil) munito di contenitore TO-116 e 14 terminali: *figura 1*. E' progettato per equipaggiare orologi elettronici dal quadrante tradizionale, con indicazione a sfere e provvisti di «gruppo motore» elettromagnetico da 300 Ω. La *figura 2* mostra il circuito-tipo di applicazione, completo di tutti i valori. La VB (alimentazione) può variare tra 6 e 16 V circa, con un valore ottimale pari a 12 V. Uno zener compreso nel chip protegge l'IC da eventuali sovratensioni accidentali, entrando in funzione a circa 17 V.

La logica del dispositivo, comprende un oscillatore seguito da un divisore fisso 4:1, quindi da un secondo divisore programmabile a 21 stadi, ed infine da un finale di potenza che pilota direttamente il gruppo-motore.

Una particolarità notevole di questo IC, è che l'oscillatore, per funzionare con la massima precisione, richiede il *solo quarzo* esterno, *senza il trimmer capacitivo* che è sostituito da un divisore di frequenza variabile compreso nella logica, il che semplifica sia il montaggio che la regolazione dell'orologio. Per la messa a punto rapida del sistema di conteggio, vi sono sette terminali appositi (da 1 a 7) che devono essere collegati in modo da ottenere una precisione di 10^{-6} qual che sia la tolleranza nel cristallo. Allorché l'oscillatore opera esattamente a 4,194812 MHz, lo stadio di uscita push-pull eroga un segnale costituito da onde quadre sim-

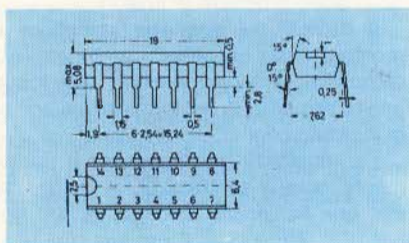



Figura 1

Figura 2

SAJ 300R - Parametri principali

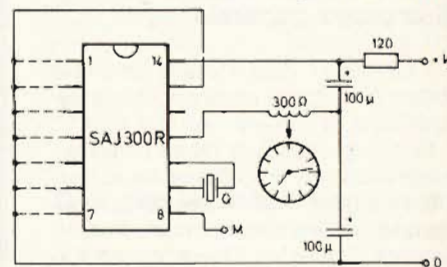
Valori massimi: (tutte le tensioni sono riferite al terminale 1).

Tensione d'alimentazione (VB): — 0,3 .... + 18 V.
Corrente d'uscita: 60 mA. (Al terminale 11).
Massimo carico al terminale di prova (8): 0,1 mA.
Massima dissipazione alla temperatura ambientale di 25 °C: 300 mW.
Temperatura ambientale per il buon funzionamento: — 55 .... + 125 °C.
Temperatura di immagazzinamento: — 55 .... + 125 °C.

Valori raccomandati:

Tensione d'alimentazione (VB): 6 .... 16,5 V.
Risonanza in parallelo del quarzo con C1 = 16 pF: 4,194812 MHz.
Resistenza serie effettiva del quarzo con C1 = 16 pF: < 150 Ω.
Resistenza di carico: > 250 Ω.

Caratteristiche tipiche di lavoro a VB = 12 V, Quarzo = 4,194812 MHz. Tamb = 25 °C.

Corrente assorbita in assenza di carico: 3 mA.
Frequenza di uscita al centro del divisore: 0,5 Hz.
Frequenza al «test point» M: 1,048703 MHz.
Gamma di possibili aggiustamenti nella frequenza: +/— 121 ppm.
Accuratezza dell'aggiustamento nella frequenza di uscita: +/— 0,95 ppm.
Durata degli impulsi all'uscita: 1 S.
Resistenza di uscita (alla VB = 6 V): 100 Ω.

CMOS

metriche dalla frequenza di 0,5 Hz, come è richiesto dalla maggioranza dei «motori» per orologi a sfere. Il divisore di frequenza aggiustabile, è progettato in modo tale da poter raggiungere la più elevata precisione sia lasciando non connessi i terminali da 1 a 7, sia collegandoli al terminale 14. Se uno o più terminali sono portati al «comune» o negativo dell'alimentazione, ovvero al pin 13, la frequenza del segnale di comando decresce. Portando in comune il terminale 7, si ha l'aggiustamento più piccolo: 1,9 ppm (periodi); il terminale 6 causa un aggiustamento di 3,8 ppm, e così di seguito sino al terminale 1 che causa il massimo «ritardo»: 122 ppm. Se tutti i terminali sono connessi al negativo generale, la frequenza di uscita è ridotta di ben 242 ppm, ed in tal modo ogni scarto può essere compensato.

Per la regolazione, da farsi impiegando un apposito misuratore della frequenza, vi è una uscita apposita che non «carica» l'oscillatore e fa capo al terminale 8 (M).

Notando qui gli eventuali scarti, è possibile scegliere tra i terminali 1 - 7 e le eventuali combinazioni di questi, la compensazione ideale.

nuovi prodotti

Tutti i dispositivi C^2R, con tensioni V_{CEO} di fino a 450 V e 20 A, forniti in packages TO-3, sono disponibili come unità isolate.

General Semiconductor Industries
METROELETTRONICA - V.le Cirene, 18 - Milano

Zener con tensioni di 2,4 V

Utilizzando un processo epitassiale speciale la Philips ha ampliato verso il basso (fino a 2,4 V) la gamma di tensione degli zener BZX 79 da 400 mV. Precedetemente la tensione minima di zener era limitata a 4,7 V. Ora la gamma di tensione di questi zener va da 2,4 V a 75 V.

Gli zener BZX 79 rispettano anche le specifiche BS 90 35 N. 41. L'approvazione CECC riferita alle specifiche 50005-005 sarà disponibile entro quest'anno.

Dati tecnici: Vz nom da 2,4 a 75 V ± 5%, P_{tot} max di 400 mW, P_{ZSM} di 30 W, T_j max pari a 200°C, custodia in vetro DO-35.

PHILIPS - Milano

Indicatore digitale

L'indicatore 377 della Philips accetta in ingresso segnali lineari in tensione o corrente e segnali non lineari da termocoppie o termoresistenze.

Fornisce una chiara indicazione del valore misurato. Quando il segnale di ingresso non è lineare, viene utilizzato un circuito di linearizzazione in più punti della curva.

In aggiunta all'indicazione digitale è disponibile a richiesta, utilizzando un modulo a plug-in, un'uscita BCD.

L'indicazione è ottenuta tramite 3 1/2 digit con tubi coplanari e scarica di gas, formati ciascuno da sette segmenti.

L'indicazione è corredata anche dal segnale di polarità e di fondo scala.

Il punto decimale può essere costantemente illuminato nella posizione selezionata.

I componenti del circuito a stato solido, due LSI/MOS IC, un amplificatore differenziale, una sorgente di tensione di riferimento e il circuito display sono tutti montati su di un circuito stampato che dispone già di moduli a plug per il circuito di linearizzazione e per l'uscita BCD.

Tutto l'apparecchio è racchiuso in un contenitore plastico di dimensioni 48 x 144 mm.

PHILIPS - Monza

SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 67

MARCA	MAGNADYNE - SEIMART
MODELLO	IRIDE 22" - Colore
SCHEMA EL.	Codice 800/a
DIFETTO LAMENTATO	Manca il suono.
PROVE EFFETTUATE	La catena suono di questo televisore è circuitalmente molto semplice. Una volta prelevata la media frequenza audio a 5,5 MHz con l'ausilio di un filtro ceramico, tutte le altre funzioni fino al pilotaggio dell'altoparlante, (preamplificatore FI – limitatore – rivelatore di BF – preamplificatore e finale di Bassa Frequenza) sono svolte da un unico circuito integrato IC 201, il tipo TDA 1190, appositamente progettato per semplificare al massimo questo stadio. La prima prova consiste nell'applicare in parallelo all'altoparlante, direttamente sui contatti n. 7 e n. 8 del modulo 607 250810 (vedere lo schema sottoriportato, parte sinistra) per verificare se lo speaker sia o meno interrotto. La prova risulta negativa. Si tratta ora di sapere se il guasto sia dovuto al circuito integrato oppure a qualche componente ad esso collegato. Prima di iniziare la sostituzione di componenti, proviamo ad iniettare sul collegamento proveniente dal potenziometro del volume (contatto n. 5) un segnale di B.F. con un iniettore. Nessun suono si produce in uscita. Analogo risultato si ottiene iniettando un segnale di A.F. modulato all'ingresso del filtro SFE 5,5 MA (contatto n. 2 del modulo). Ci sembra strano che nessuna sezione del circuito sia funzionante, per la qual cosa ci viene il sospetto che lo stadio non sia per niente alimentato in continua. La tensione di alimentazione viene applicata al contatto 7 tramite il punto ARO della contattiera che, tra l'altro, pilota l'altoparlante. Lo schema circuitale dell'alimentatore è raffigurato sotto, nella parte destra della pagina. La tensione che va al modulo audio è di 23,5 V ed è stabilizzata dal transistore TR1A (BD 283) e dallo zener D5A (BZX 61C24). La prima misura da fare è quella della tensione continua in uscita del ponte W005. Mancando questa, misuriamo l'alternata a monte del raddrizzatore e quindi sul primario del trasformatore. Risulta interrotto il fusibile F2A (100 mA). Rimpiazzato quest'ultimo, tutto ritorna a funzionare regolarmente. Il difetto è abbastanza banale, ma tutti i guasti sembrano banali quando si sono risolti. Bastava pensarci prima!
COMPONENTI DIFETTOSI	Fusibile da 100 mA (F2A).

SCHEMA

SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 68

MARCA	PHOENIX
MODELLO	Color 77 - 21"
SCHEMA EL.	910700102
DIFETTO LAMENTATO	Manca il colore verde
PROVE EFFETTUATE	Le prime misure le effettuiamo sollo zoccolo del cinescopio. In particolare, misuriamo le tensioni sulle tre griglie schermo (450 V circa), sulle tre griglie controllo (piedini 7 - 3 - 11) che hanno una alimentazione comune di circa 200 V. Controlliamo inoltre le tre tensioni sui catodi del blu, del rosso e del verde (150 Vc.c.). Tutto sembra regolare, per cui spostiamo l'attenzione sul modulo RGB (schema sotto). Con ogni probabilità il difetto nasce proprio in questa scheda. Infatti, tenendo conto che i colori BLU e ROSSO vengono ambedue demodulati e amplificati fino ad essere riprodotti regolarmente sullo schermo del cinescopio, risulta certo che il guasto non può che trovarsi o nel circuito di matrizzazione dove sommando il blu e il rosso in determinate proporzioni viene ripristinato il verde, oppure nello stadio finale di quest'ultimo. Iniziamo una ricerca sistematica sui circuiti del modulo RGB, rilevando le tensioni agli elettrodi dei diversi transistori, controllando la presenza della simmetria che si verifica nei tre canali del B, del G e del R. Constatato che tutte le tensioni hanno valori come a schema, non resta che effettuare il rilievo della forma d'onda con l'oscilloscopio. Le forme d'onda più salienti sono rappresentate in calce allo schema stesso, tuttavia sarà sufficiente partire dalla base del transistore d'ingresso dei segnali R-Y G-Y e B-Y (rispettivamente TR 308 - TR 309 - TR 310) e salire fino al transistore finale, passando con il probe dell'oscilloscopio di base in collettore fino ad arrivare al catodo del cinescopio tricromico. Siccome R e B sono normali, basterà effettuare queste ricerche nella catena del verde. Il risultato di questi rilievi ci permette di approdare alla risoluzione del problema. Infatti, ponendo il probe sul collettore del TR 302 il segnale n. 27 è chiaramente rilevabile, mentre la stessa forma d'onda non è più presente sul catodo del cinescopio. Osservando il percorso del segnale verde dal finale al TRC ci accorgiamo di una interruzione della pista di rame che fa da tramite tra il transistore e la contattiera di uscita dei tre collegamenti. Ripristinando la continuità con una piccola saldatura, l'immagine ritorna ad essere policromatica.
COMPONENTI DIFETTOSI	Ripristinato il collegamento tra il collettore del TR 302 e il catodo del cinescopio.

SCHEMA

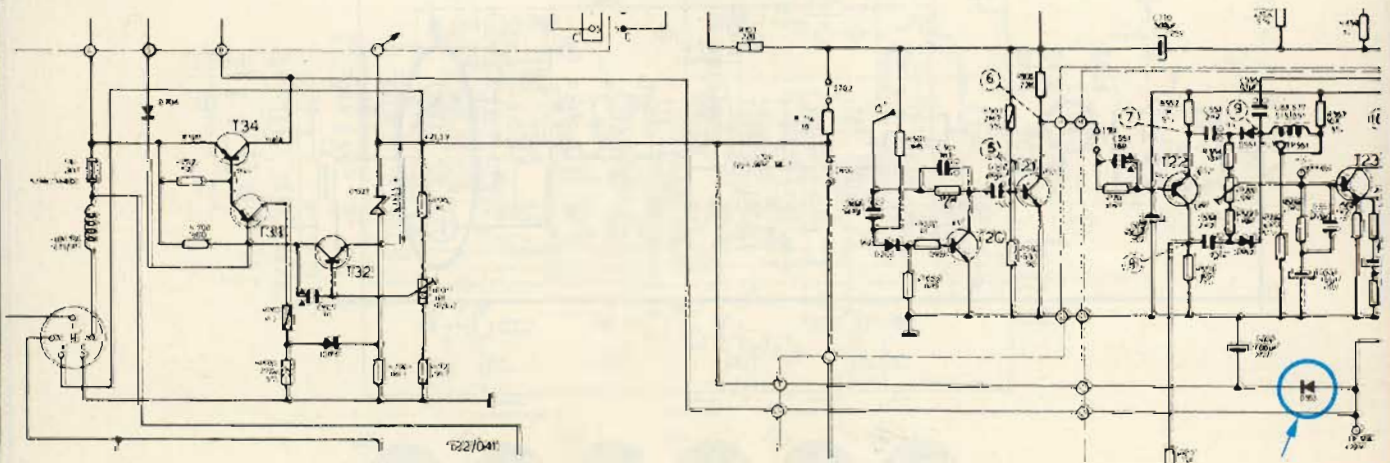
SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 69

MARCA	PHILIPS
MODELLO	26" 110° COLORE
SCHEMA EL.	N. di codice: 4822 727 6012.1
DIFETTO LAMENTATO	Suono distorto e di volume insufficiente.
PROVE EFFETTUATE	Lo stadio suono si può idealmente suddividere in due sezioni principali: l'alta frequenza (amplificazione a 5,5 MHz, limitazione e rivelazione) la quale è formata essenzialmente dal modulo U 240 e la bassa frequenza che consta di un transistore preamplificatore (TS 245) di un transistore pilota (TS 246) e di due finali (BD 232) posti in serie. Gli altoparlanti sono accoppiati ai finali tramite il trasformatore T 250. Nella ricerca del guasto, impieghiamo un iniettore di segnali di bassa frequenza (400 Hz) che iniettiamo dapprima sulla base del TS 246 proseguendo a ritroso fino ad arrivare all'uscita rivelata dell'integrato: sul piedino 5 del modulo U 240. Sino al punto di misura M10, tutto procede con regolarità e la nota viene riprodotta in altoparlante con sempre maggiore intensità mano a mano che ci allontaniamo dai finali. Applicando il puntale sul piedino 5 dell'U 240 la nota cala sensibilmente di volume. È evidente che il C 240 non lascia passare la bassa frequenza. Lo sostituiamo prontamente con esito positivo. Ora il suono viene riprodotto regolarmente. Tuttavia, tenendo l'apparecchio in bruciatura, ci accorgiamo che dopo un paio d'ore di funzionamento il suono riprodotto è nuovamente distorto, anche se di entità normale. Sostituiamo i due transistori finali TS 250 e TS 253. Facciamo ora funzionare il televisore con lo schienale applicato, in modo da simulare il normale funzionamento in abitazione. La bruciatura dura un paio di giorni. In questo lasso di tempo viene controllata con frequenza la riproduzione audio, specialmente per ciò che riguarda la parola e la musica. Non rilevando altri inconvenienti in merito riteniamo che sia possibile dichiarare chiuso l'intervento e riconsegnare l'apparecchio al cliente.
COMPONENTI DIFETTOSI	Condensatore elettrolitico C 240 di 1 μF - 35 VL - 2 transistori BD 232 (finali del suono).

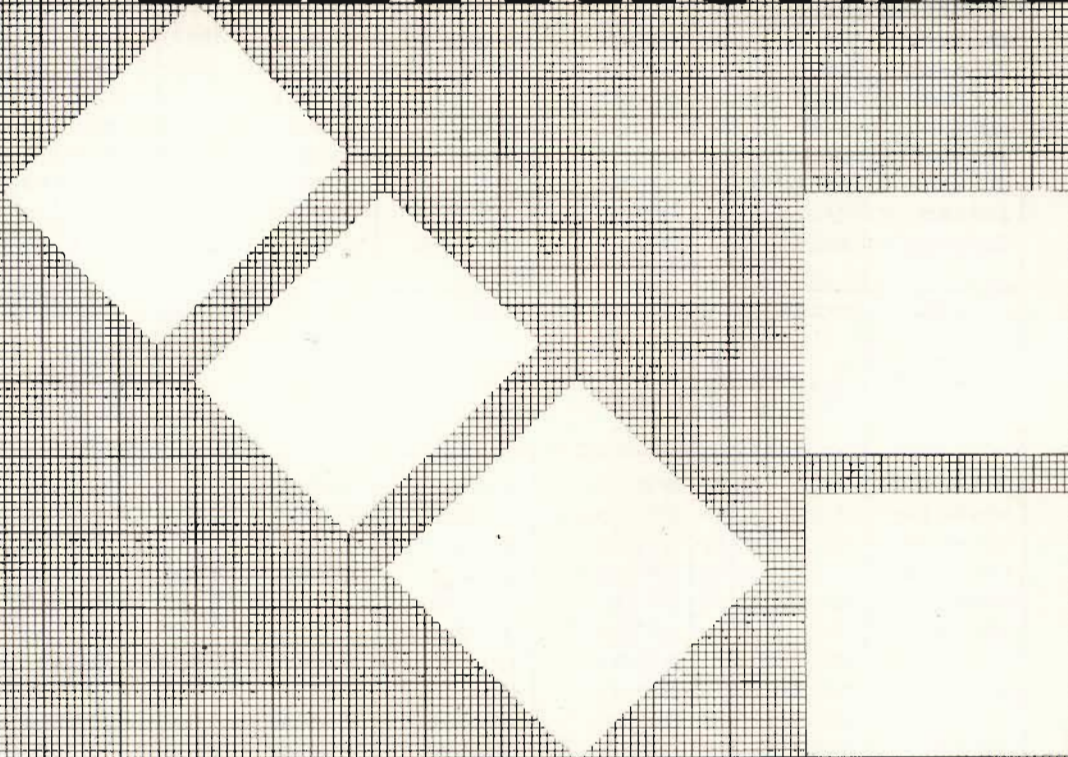
SCHEMA

SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 70

MARCA	BRION VEGA
MODELLO	VOLANS - VR S1 - B/N
SCHEMA EL.	In calce, lo schema dello stadio di alimentazione.
DIFETTO LAMENTATO	Né video, né audio.
PROVE EFFETTUATE	Quando, pur avendo azionato l'interruttore di accensione, l'apparecchio appare come spento, per prima cosa occorre controllare lo stadio di alimentazione generale e, in particolare, prendere misura della tensione del + generale. Nel nostro caso si tratta di verificare se sia o meno presente la tensione di 21,3 V sul catodo dello zener D702 di stabilizzazione. Questa tensione è quasi completamente assente. Per sapere se la causa di questa deficienza sia da attribuire all'alimentatore guasto oppure ad un cortocircuito nei circuiti alimentati, sarebbe opportuno sostituire il circuito di alimentazione interno al TV con una tensione fornita da un alimentatore stabilizzato esterno. Ciò non sempre è possibile in quanto a volte è difficile isolare lo stadio di alimentazione dal resto del circuito. Nel caso presente, l'operazione è piuttosto ardua per la complessità della rete circuitale per cui decidiamo di operare in questo modo: dissaldiamo i transistori di potenza finale di riga e di quadro e stacchiamo la contattiera che alimenta i 2 finali del suono. Siccome il + generale non si ripristina, vediamo di ricercare il guasto sull'alimentatore. Controlliamo i diversi elementi costitutivi di questo circuito: il fusibile F4 da 2 A, il fusibile F3 da 1 A, i transistori T34 - T33 e T32, i diodi D704 - D701 e D563 oltre allo zener D702. Tutto appare normale, tuttavia la tensione continua, che è presente sull'anodo del D563 non si ritrova più sul catodo dello stesso. Pensando ad un cortocircuito in derivazione del diodo, stacchiamo e controlliamo diversi elementi, tuttavia senza risultati apprezzabili. Controlliamo più accuratamente il diodo D563 (indicato dal cerchietto con freccia) e ci accorgiamo che la sua resistenza diretta è di qualche migliaio di ohm. Sostituiamo questo componente con uno efficiente. Ora la tensione sullo zener ritorna normale e il TV riprende a funzionare. Questo intervento insegna come nelle riparazioni di TV a transistori sia indispensabile effettuare le misure con molta accuratezza se si vuole venire a capo dei guasti. Infatti, in precedenza il diodo era stato misurato e dato per efficiente soltanto perché l'ohmetro segnava in un senso solo.
COMPONENTI DIFETTOSI	Diodo D563 - (BY127).

SCHEMA

SELEZIONE DI TECNICA
RADIO TV HIFI ELETTRONICA

SEZIONE INIZIATIVE SPECIALI

3° INSERTO PER TECNICI ELETTRONICI

quarta parte

da staccare e conservare

Il presente inserto ha lo scopo di agevolare le esigenze di lavoro dei radioriparatori e dei tecnici. E' esaminata una vasta gamma di transistori, delle maggiori Case costruttrici.
Per ogni transistor vengono rappresentate le possibili equivalenze in tre diverse caselle preferenziali che offrono una sicura possibilità di sostituzione con assoluto rispetto dei parametri e delle connessioni del componente da sostituire. Particolare interessante per ogni componente sono indicate le caratteristiche tecniche, il contenitore e la rispettiva zoccolatura.

CARATTERISTICHE ED EQUIVALENZE DEI SEMICONDUTTORI

Tipo Transistor bipolari	Casa	Materiale GS	NPN/PNP	Equivalenze			F_T (Mz)	V_{CEO} (V)	IC (mA)	ß HFe	Contenitore	Fig. N.
BFX59	SIE	S	N			BFR98	900	20	100	200	TO72	23
BFX60	SIE	S	N	BF288	BF173	BF224	550	25	25	100	TO72	24
BFX62	SIE	S	N	BF180	BFX73	2N918	675	20	12	40	TO72	23
BFX66	SGS	S	N	BFX67	2N999		—	60	100	4k	TO72	23a
BFX67	SGS	S	N	BFX66	2N999		—	60	100	7k	TO72	23a
BFX68	SGS	S	N	BFX69	2N1711	BC140	100	30	500	115	TO32	35
BFX69	SGS	S	N	BFX68	BC140	2N1613	100	30	500	35	TO32	35
BFX69A	SGS	S	N		BC141	2N3110	100	40	500	70	TO32	35
BFX70	SGS	S	N	2N2060	2N2223		60	60	10	80	TO39	48
BFX71	SGS	S	N	2N2223	BFX72	BFX70	50	60	10	125	TO39	48
BFX72	SGS	S	N	2N2223A	BFX71		50	60	10	125	TO39	48
BFX73	SGS	S	N	2N918			900	15	50	50	TO72	23
BFX74	SGS	S	P	BFX74A	BFX38	BFX39	100	35	500	60	TO39	35
BFX74A	SGS	S	P	BFX40	BFX41	BC311	150	60	1000	50	TO39	35
BFX79	SGS	S	—				60	60	150	100	TO39	48
BFX80	SGS	S	—				40	60	—	200	TO39	48
BFX81	SGS	S	—				350	20	30	90	TO39	48
BFX89	PH	S	N	BF306	2N918	BFX73	1000	15	25	20	TO72	23
BFX89	SIE	S	N	BF306	2N918	BFX73	1000	15	25	20	TO72	23
BFX90	SGS	S	P	BC393		2N3931	60	180	10	170	TO18	17
BFX91	SGS	S	P		BC393	2N3931	60	180	10	170	TO39	35
BFX94	SGS	S	N	BCY58	BC282	2N2221	250	30	150	40	TO18	17
BFX94A	SGS	S	N	BSX49	BFX95A	2N915	400	30	150	40	TO18	17
BFX95	SGS	S	N	BCY58	BC282	2N2221	250	30	150	100	TO18	17
BFX95A	SGS	S	N	BSX49	BFX94A	2N915	400	30	150	100	TO18	17

Tipo Transistor bipolari	Casa	Materiale GS	NPN/PNP	Equivalenze			F_T (Mz)	V_{CEO} (V)	IC (mA)	ß HFe	Contenitore	Fig. N.
BFX96	SGS	S	N	2N2218	BFX55	2N2219	250	30	150	40	TO39	35
BFX96A	SGS	S	N	BFX97A	BFX17	BSS29	400	30	150	40	TO39	35
BFX97	SGS	S	N	2N2219	BFX55	2N2218	250	30	150	100	TO39	35
BFX97A	SGS	S	N	BFX96A	BFX17	BSS29	400	30	150	100	TO39	35
BFX98	SGS	S	N	BF657	BUY48		90	150	100	30	TO39	35
BFX99	SGS	S	N	2N5856	2N5858		60	60	100	50	TO39	48
BFY50	PH	S	N	BSV95	BSV77	BC635	140	35	1000	65	TO5	8
BFY50	SGS	S	N	BSV95	BSV77	BC635	140	35	1000	65	TO5	8
BFY51	PH	S	N	BC211	2N4046	2N4047	160	30	1000	65	TO5	8
BFY51	SGS	S	N	BC211	2N4046	2N4047	160	30	1000	65	TO5	8
BFY52	PH	S	N	2N4047	BC211	BSV95	185	20	1000	65	TO5	8
BFY52	FSC	S	N	2N4047	BC211	BSV95	185	20	1000	65	TO5	8
BFY52	SGS	S	N	2N4047	BC211	BSV95	185	20	1000	65	TO5	8
BFY52 (2N2297)	PH	S	N	2N2297	BSX45	BSX46	60	35	1000	—	TO5	8
BFY56	SGS	S	N	BSW68	BFY56A	BC377	80	45	1000	40	TO39	35
BFY56A	SGS	S	N	BSW68	BSW66		80	55	1000	70	TO39	35
BFY64	SGS	S	P		2N2905	2N722	240	40	500	200	TO39	35
BFY67 (2N1711)	PH	S	N	2N1711	2N1613	BFR21	70	30	500	40	TO5	8
BFY72	SGS	S	N	2N2218	2N2219	BSY34	350	28	500	90	TO39	35
BFY74	SGS	S	N	2N915	BF293	BC134	360	45	20	90	TO18	17
BFY75	SGS	S	N	2N915	BF293	BC134	360	45	20	130	TO18	17
BFY76	SGS	S	N	BCY65	BC110	2N2483	100	60	50	300	TO18	17
BFY81	SGS	S	N	BFY82	BFY83	BC302	80	45	1	80	TO39	48

Tipo Transistor bipolari	Casa	Materiale GS	NPN/PNP	Equivalenze			F_T (Mz)	V_{CEO} (V)	IC (mA)	β HFe	Contenitore	Fig. N.
BFY82	SGS	S	N	BFY83		BC118	350	45	10	80	TO39	48
BFY83	SGS	S	N	BC301	BF179	BF257	80	60	10	80	TO39	48
BFY84	SGS	S	N	BFW16A	BF158	BF224	800	12	3	80	TO39	48
BFY90	PH	S	N	BFX89	BF306	BFR37	1000	15	25	25	TO72	23
BFY90	SGS	S	N	BFX89	BF306	BFR37	1000	15	25	25	TO72	23
BFY90	SIE	S	N	BFX89	BF306	BFR37	1000	15	25	25	TO72	23
									(A)			
BLY87A	PH	S	N	BLY88A			700	18	3,75	—	SOT48	83
BLY88A	PH	S	N				700	18	7,5	40	SOT48	83
BLY89A	PH	S	N				700	18	10	—	SOT56	87
BLY90	PH	S	N				550	18	20	50	SOT55	86
BLY91A	PH	S	N	BLY92A			500	36	2,25	5,0	SOT42	83
BLY92A	PH	S	N	BLX94			500	36	4,5	5,0	SOT56	87
BLY93A	PH	S	N				500	36	9	5,0	SOT56	87
BLY94	PH	S	N				500	36	12	120	SOT48	83
BLX13	PH	S	N	BLY93A			500	36	6	120	SOT56	87
BLX14	PH	S	N		BLX15		250	36	12	100	SOT55	86
BLX15	PH	S	N				275	53	20	50	SOT55	86
BLX65	PH	S	N				1400	18	2	40	TO39	35
BLX66	PH	S	N				1400	18	2	40	SOT48	85
BLX67	PH	S	N	BLX93	BLX92	BLX68	1400	18	2	40	SOT48	84
BLX68	PH	S	N	BLX69	BLX94		1300	18	4	40	SOT48	84
BLX69	PH	S	N	BLX94			1000	18	10	100	SOT48	83
BLX91	PH	S	N	BLX92	BLX93		1200	33	0,8	35	SOT48	84
BLX92	PH	S	N	BLX93			1200	33	2	40	SOT48	84

Tipo Transistor bipolari	Casa	Materiale GS	NPN/PNP	Equivalenze			F_T (Mz)	V_{CEO} (V)	IC (mA)	β HFe	Contenitore	Fig. N.
BLX93	PH	S	N				1200	33	3 A	35	SOT48	84
BLX94	PH	S	N				1000	33	6 A	50	SOT48	83
BLX95	PH	S	N				900	33	10 A	50	SOT56	87
BLX96	PH	S	N	BLX67	BLX97		860	27	1 A	30	SOT48	84
BLX97	PH	S	N	BLX67			860	27	2 A	30	SOT48	84
BLX98	PH	S	N	BLX94			860	27	4 A	40	SOT48	83
BPX25	PH	S	N	BPX25	BPW14		—	32	25	—	TO18	17
BPX29	PH	S	N	BPX25	BPW14		—	32	25	—	TO18	17
BPX70	PH	S	N	BPX25	BPW14		—	30	25	—	TO18	17
BPW14	TFK	S	N	BPX29			—	32	25	—	TO18	17
BSS15 (2N5380)	SGS	S	N	2N5320	BSX63		50	75	2 A	120	TO39	35
BSS16 (2N5321)	SGS	S	N	2N5321	BSX62	BC441	50	50	2 A	250	TO39	35
BSS17 (2N5322)	SGS	S	P	2N5322			50	75	2 A	130	TO39 9	35
BSS18 (2N5323)	SGS	S	P	2N5323	BC461		50	50	2 A	250	TO39	35
BSS26	SGS	S	N		BSX59	BFX17	400	40	1000	40	TO18	17
BSS27	PH	S	N		BFX17	BSV77	400	45	1 A	30	TO39	35
BSS28	PH	S	N	BSS27	BSS29		400	30	1 A	40	TO39	35
BSS29	PH	S	N	BSS27	BSS28		400	30	1 A	25	TO39	35
BSS44	SGS	S	P				70	60	5 A	50	TO39	35
BSV15	SIE	S	N	BSV17	BSV16	BSS16	50	40	1000	250	TO39	35

Tipo Transistor bipolari	Casa	Materiale GS	NPN/PNP	Equivalenze			F_T (Mz)	V_{CEO} (V)	IC (mA)	β HFe	Contenitore	Fig. N.
BSV16	SIE	S	N		BSV17	BSS15	50	60	1000	250	TO39	35
BSV17	PH	S	N	BSW66	2N5858	2N3019	50	80	1000	—	TO39	35
BSV17	SIE	S	N	BSW66	2N5858	2N3019	50	80	1000	—	TO39	35
BSV52	PH	S	N		BCW71	BCW31	500	12	50	40	SOT23	68
BSV59	SGS	S	N	BSX49	BSS26		350	30	500	50	TO18	17
BSV68	PH	S	P	2N4034	2N4035		95	100	100	30	TO18	17
BSV77	SGS	S	N	2N4046	2N4047	BFX17	400	40	1000	60	TO5	8
BSV89	SGS	S	N	BSV90	BSV91	BSX28	600	10	100	40	TO18	17
BSV90	SGS	S	N	BSV91	BSV92	BSX87A	600	13	100	40	TO18	17
BSV91	SGS	S	N	BSV92	BSX39	BSX20	600	15	100	40	TO18	17
BSV92	SGS	S	N	BSX39	BSX93	2N995	650	15	100	70	TO18	17
BSV95	SGS	S	N		BSX59	BSX61	400	50	1000	20	TO5	8
BSW41	PH	S	N	BFR11	BSX48	2N3301	250	25	300	30	TO18	17
BSW42A	MIS	S	N	2N4014	BCY59A		300	50	200	130	RO110	17
BSW66	PH	S	N	BSW67	BSW68		80	100	1000	30	TO39	35
BSW67	PH	S	N	BUY47	BSW68	BUY49S	80	120	1000	30	TO39	35
BSW67	SGS	S	N	BUY47	BSW68	BUY49S	80	120	1000	30	TO39	35
BSW68	PH	S	N	BUY48		BUY49S	80	150	1000	30	TO39	35
BSW68	SGS	S	N	BUY48		BUY49S	80	150	1000	30	TO39	35
BSX12	SGS	S	N	BSS27	BFX17	BSX32	400	12	1000	45	TO39	35
BSX19	PH	S	N	2N2368	2N2369	BSX87A	500	15	500	10	TO18	17
BSX20	PH	S	N	BSX87A	2N2369	BSX93	600	15	500	20	TO18	17
BSX21	PH	S	N	BC394	BC300	BFX98	60	80	100	60	TO18	17
BSX26	SGS	S	N	BSX20	BSX87A	2N2369	550	15	300	60	TO18	17
BSX27	SGS	S	N	BFX73	BF152	2N2475	800	6	30	80	TO18	17

Tipo Transistor bipolari	Casa	Materiale GS	NPN/PNP	Equivalenze			F_T (Mz)	V_{CEO} (V)	IC (mA)	β HFe	Contenitore	Fig. N.
BSX28	SGS	S	N	BSV92	BSV90	2N995	650	12	100	50	TO18	17
BSX29	SGS	S	P	2N2894	2N2309		700	12	100	40	TO18	17
BSX30	SGS	S	N	BFX17	BSX32	BFY72	330	30	500	63	TO39	35
BSX32	SGS	S	N		BFX17	BSX59	450	40	1000	60	TO39	35
BSX33	SGS	S	N	2N4014	BFR18	BC377	90	55	500	70	TO18	17
BSX36	SGS	S	P	2N722	2N2906	2N2907	200	40	500	50	TO18	17
BSX39	SGS	S	N	BSX20	2N995	BSX87A	600	20	300	60	TO18	17
BSX45	SIE	S	N	2N2270	BFY55	BSV15	50	40	1000	120	TO5	8
BSX46	SIE	S	N	BFR19	2N5320	BFY56A	50	60	1000	40	TO5	8
BSX47	SIE	S	N	2N2405	2N5858	2N5320	50	80	1000	63	TO5	8
BSX48	SIE	S	N	BC282	2N2221	BSS26	400	25	600	42	TO18	17
BSX49	SIE	S	N	BSS26	2N2221	BSY34	400	40	600	42	TO18	17
BSX59	PH	S	N	BSX61	BSV95		450	45	1000	25	TO5	8
BSX60	PH	S	N	BSX61		2N4047	475	30	1000	30	TO5	8
BSX61	PH	S	N		BSX59	BSV95	475	45	1000	100	TO5	8
BSX62	SIE	S	N	BFX34	BC323	BUY69	70	60	3 A	160	TO39	35
BSX63	SIE	S	N	BUY47			70	80	3 A	55	TO39	35
BSX87	SGS	S	N	BSX48	BSX19		370	15	500	55	TO18	17
BSX87A	SGS	S	N	BSX20	BSX93		600	15	500	55	TO18	17
BSX88	SGS	S	N	2N915	BF291A	BSX39	400	15	100	45	TO18	17
BSX88A	SGS	S	N	BSX39	BSX87A	2N2368	580	20	300	45	TO18	17
BSX93	SGS	S	N		2N2369	BSX87A	650	15	500	40	TO18	17
BSY17	SIE	S	N	BCY59A	BCY58	BSY63	280	12	200	60	TO18	17
BSY18	SIE	S	N	BCY59A	BCY58	BSY63	280	12	200	120	TO18	17
BSY34	SIE	S	N	BFX17	BSX38	BSX49	400	40	600	42	TO39	35
BSY58	SIE	S	N	BSY34	BSS28	BSX48	400	25	600	40	TO39	35

abbonarsi conviene sempre!

PROPOSTE		TARIFFE
A)	Abbonamento a **SPERIMENTARE**	**L. 14.000** anziché L. 18.000 (estero L. 20.000)
B)	Abbonamento a **SELEZIONE DI TECNICA**	**L. 15.000** anziché L. 18.000 (estero L. 21.000)
C)	Abbonamento a **MILLECANALI**	**L. 16.000** anziché L. 18.000 (estero L. 22.000)
D)	Abbonamento a **MN (Millecanali Notizie)**	**L. 20.000** anziché L. 25.000 (estero L. 28.000)
E)	Abbonamento a **SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA**	**L. 27.000** anziché L. 36.000 (estero L. 39.000)
F)	Abbonamento a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 28.000** anziché L. 36.000 (estero L. 40.000)
G)	Abbonamento a **SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI**	**L. 29.000** anziché L. 36.000 (estero L. 41.000)
H)	Abbonamento a **MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)**	**L. 34.000** anziché L. 43.000 (estero L. 48.000)
I)	Abbonamento a **SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI**	**L. 42.000** anziché L. 54.000 (estero L. 60.000)
L)	Abbonamento a **SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)**	**L. 61.000** anziché L. 79.000 (estero L. 87.000)

Inoltre — a tutti gli abbonati sconto del 10% sui libri editi o distribuiti dalla JCE

ATTENZIONE

Per i versamenti ritagliate il modulo C/C postale, riprodotto in questa pagina e compilatelo, indicando anche il mese da cui l'abbonamento dovrà decorrere.

CONTI CORRENTI POSTALI
RICEVUTA di un versamento di L.
Lire
sul C/C N. 315275
intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
eseguito da
residente in
addì
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
L'UFFICIALE POSTALE
Cartellino del bollettario
Bollo a data
tassa data progress.

Bollettino di L.
Lire
sul C/C N. 315275
intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
eseguito da
residente in
addì
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
numerato d'accettazione
L'UFF. POSTALE
Bollo a data

CONTI CORRENTI POSTALI
Certificato di accreditam. di L.
Lire
sul C/C N. 315275
intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
eseguito da
residente in via
addì
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
L'UFFICIALE POSTALE
Bollo a data
N. del bollettario ch 9
Importante: non scrivere nella zona sottostante!
data progress. numero conto importo
Mod. ch-8-bis AUT cod. 127902

un libro utilissimo

manuale di sostituzione dei transistori giapponesi

Si tratta di un utilissimo strumento di lavoro che raccoglie le equivalenze fra le produzioni Sony, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi e Sanyo.

Tagliando d'ordine da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B.

Inviatemi n° .... copie del Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi.

Pagherò al postino l'importo di L. 5.000 per ogni copia + spese di spedizione.

NOME .... COGNOME ....

VIA ....

CITTA' .... Cap. ....

CODICE FISCALE .... DATA ....

FIRMA ....

SEL. 4/79

IMPORTANTE: non scrivere nella zona soprastante!

L'abbonamento dovrà iniziare dal mese di 1979

☐ Sperimentare + Millecanali	L. 28.000	☐ Sperimentare	L. 14.000
☐ Selezione + Millecanali	L. 29.000	☐ Selezione	L. 15.000
☐ Millecanali + MN	L. 34.000	☐ Millecanali	L. 16.000
☐ Sperimentare + Selezione + Millecanali	L. 42.000	☐ MN	L. 20.000
☐ Sperimentare + Selezione + Millecanali + MN	L. 61.000	☐ Sperimentare + Selezione	L. 27.000
☐ Nuovo abbonato		☐ Rinnovo .... Codice abbonato	

cognome ....

nome ....

via ....

città .... cap

Parte riservata all'Ufficio dei Conti Correnti

AVVERTENZE

Per eseguire il versamento, il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purché con inchiostro nero o nero-bluastro il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non siano impressi a stampa).

NON SONO AMMESSI BOLLETTINI RECANTI CANCELLATURE, ABRASIONI O CORREZIONI.

A tergo del certificato di accreditamento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari.

La ricevuta non è valida se non porta i bolli e gli estremi di accettazione impressi dall'Ufficio postale accettante.

La ricevuta del versamento in Conto Corrente Postale, in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Autorizzazione ufficio conti correnti di Milano n° 2365 del 22-12-1977.

SEL. 4/79

LEADER 8262

due spettacoli Dumont colore e linea

acceso è uno spettacolo il colore.. spento è uno spettacolo la linea..

I due spettacoli che solo Dumont sa offrire e che hanno reso i TV Color Dumont famosi in tutto il mondo. Famosi per i colori intensi, luminosi, oggi visibili ancor più nitidamente, anche in piena luce, grazie ai nuovi cinescopi SUPER PRECISION IN-LINE a fosfori pigmentati.
Famosi soprattutto per lo styling inimitabile, prestigioso, che dà una nota di raffinata eleganza ad ogni arredamento.

UN DUMONT DI DISTACCO

I due spettacoli Dumont vivono in una gamma completa di televisori, dal pratico portatile al 26 pollici ricco degli accessori più sofisticati. Tutti i televisori Dumont sono stati realizzati con comando a distanza a raggi infrarossi per meglio scegliere uno dei 16 o 20 o addirittura 99 canali. Immagine perfetta e design esclusivo:

i due spettacoli che Dumont offre a tutti coloro che vogliono distinguersi, e che vogliono riflettere la propria personalità in un televisore che si distacca da tutti gli altri.

la classe, il colore, l'esperienza